

## РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 62-52

ШЕРЕМЕТ О.І.\*, к.т.н., доцент  
САДОВОЙ О.В., д.т.н., професор  
СОХІНА Ю.В., к.т.н., доцент

\*Донбаська державна машинобудівна академія, м. Краматорськ  
Дніпродзержинський державний технічний університет

### СИНТЕЗ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

**Вступ.** До взаємозв'язаних систем електроприводу відносяться моталки прокатних станів, випробувальні стенди механічних трансмісій вертольотів та інших апаратів. Всі вони являють собою автоматичні системи регулювання різних змінних (швидкості, натягу, моменту тощо), які пов'язані між собою пружними зв'язками та об'єднані в складну систему, що виконує одну цільову функцію [1, 2].

Технологія виробництва і обробки більшості виробів хімічної, текстильної та ряду інших галузей промисловості характеризується безперервністю технологічного процесу (лінії з обробки металевих полос, дротяні і кабельні агрегати, пристрої для обробки різних плівкових матеріалів та хімічних волокон, агрегати з переробки бавовни, вовни, льону тощо). Тенденції розвитку сучасного виробництва ведуть до створення досконаліших технологічних процесів, які потребують збільшення числа керованих взаємозв'язаних електроприводів [1, 2].

У загальному випадку необхідність у взаємозв'язаному керуванні електроприводами обумовлена поєднанням наступних факторів [1]:

– для належного перетворення сировини в кінцевий продукт необхідно підтримувати величини вхідних потоків матеріалів та співвідношення між ними на заданому рівні всередині допустимих відхилень;

– запуск та зупинка деяких технологічних процесів потребує виконання специфічних точно синхронізованих операцій, які неможливо виконати без взаємозв'язаного керування;

– задача оптимізації технологічних процесів з метою підвищення якості продукції та зниження її собівартості вирішується за рахунок комплексної автоматизації та взаємозв'язаного керування електроприводами.

Метод синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера [3] дозволяє налаштовувати окремі електроприводи, що задіяні у складному технологічному процесі, на дискретизовані перехідні функції бажаної форми та тривалості. Таким чином, у кожній з координат, яка задіяна у цільовій функції керування складним об'єктом, встановлюється бажана динамічна та статична поведінка.

**Постановка задачі.** Використовуючи матеріали досліджень [3], поставимо задачу визначення основних підходів щодо створення взаємозв'язаних автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера.

**Результати роботи.** Взаємозв'язані автоматизовані електромеханічні системи є багатодвиговими. Багатодвигунові електроприводи промислових установок виконуються з використанням електродвигунів постійного і змінного струму. Однак електроприводи постійного струму виявляються простішими і набули більшого поширення в практиці взаємозв'язаного керування [1].

Силова частина багатодвигунових електроприводів постійного струму може бути виконана за схемою з загальним тиристорним перетворювачем (ТП) на всі або на групу електроприводів, або за схемою з індивідуальними ТП на кожен електропривод. При

цьому багатодвигунові електроприводи з індивідуальними ТП застосовуються без обмежень по потужності і забезпечують більш гнучке управління промисловими установками при широкому діапазоні регулювання швидкості.

Для чистової обробки металів в прокатних станах застосовують електроприводи з двозонним регулюванням швидкості. Електроприводи можуть також виконуватися реверсивними, якщо прокатка металевої смуги відбувається спочатку в одному, а потім у зворотному напрямку, проте для більшості інших промислових установок застосовують нереверсивні електроприводи з однозонним регулюванням швидкості [1].

Незалежно від того, в якій галузі використовується взаємозв'язаний електропривод, об'єкт керування повинен відтворювати деяку цільову функцію, аргументами якої є вихідні координати окремих електроприводів. Нехай об'єкт керування має  $n$  входів та повинен реалізовувати деяку  $n$ -вимірну функцію. За формування кожної з  $n$  вхідних координат об'єкта керування відповідає окремий автоматизований електропривод з дискретним часовим еквалайзером. Таким чином, на об'єкт керування поступають сигнали  $y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t)$  від локальних електроприводів, а на виході з нього утворюється деяка цільова функція  $R(y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t))$ . При цьому під дією збурень  $g_1(t), g_2(t), \dots, g_k(t)$  значення цільової функції можуть відрізнитись від бажаних.

Електроприводи, що формують сигнали  $y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t)$ , реалізовані на базі дискретного часового еквалайзера з модифікованим принципом симетрії об'єкта керування [3]. Кожен з них складається з наступних елементів (рис.1):

- програми завдання та налаштування еквалайзера;
- дискретного часового еквалайзера, що відповідає за формування динамічних та статичних характеристик привода;
- двох елементів квантування з періодом  $T$ ;
- екстраполятора нульового порядку, який виконує цифро-аналогове перетворення та узгоджує між собою дискретні та аналогові елементи схеми;
- виконавчої підсистеми (двигуна та керованого перетворювача);
- оберненої еталонної моделі виконавчої підсистеми;
- блока модифікації зворотного перетворення;
- датчика зворотного зв'язку.

Кожна з  $n$  виконавчих підсистем отримує свій сигнал керування  $u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)$ . Також на кожну виконавчу підсистему діє декілька збурень  $f_{11}(t), f_{12}(t), \dots, f_{1q}(t); f_{21}(t), f_{22}(t), \dots, f_{2q}(t); \dots; f_{n1}(t), f_{n2}(t), \dots, f_{nq}(t)$ .

Датчики зворотних зв'язків виконують вимірювання координат  $y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t)$  та перетворюють їх на сигнали зворотних зв'язків  $x_{зв.31}(t), x_{зв.32}(t), \dots, x_{зв.3n}(t)$ , що подаються на входи суматорів, де віднімаються від відповідних вхідних сигналів  $x_{вх1}(t), x_{вх2}(t), \dots, x_{вхn}(t)$ .

Значення цільової функції  $R(y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t))$  з виходу об'єкта керування вимірюється за допомогою відповідного датчика (коли цільова функція характеризується фізичною величиною, яка може бути виміряною) або обчислюється за допомогою відповідного пристрою чи програмного забезпечення (коли цільова функція не є фізичною величиною, яку можна безпосередньо виміряти за допомогою датчика). В результаті вимірювання або обчислення одержується значення  $\tilde{R}$ , котре з певною точністю відтворює реальне значення цільової функції  $R$ . Для того, щоб оцінити відхилення виміряного значення цільової функції  $\tilde{R}$  від бажаного, використовується еталонна модель об'єкта керування, яка на вході має всі сигнали зворотних зв'язків з датчиків локальних електроприводів  $x_{зв.31}(t), x_{зв.32}(t), \dots, x_{зв.3n}(t)$  та  $\tilde{R}$ .

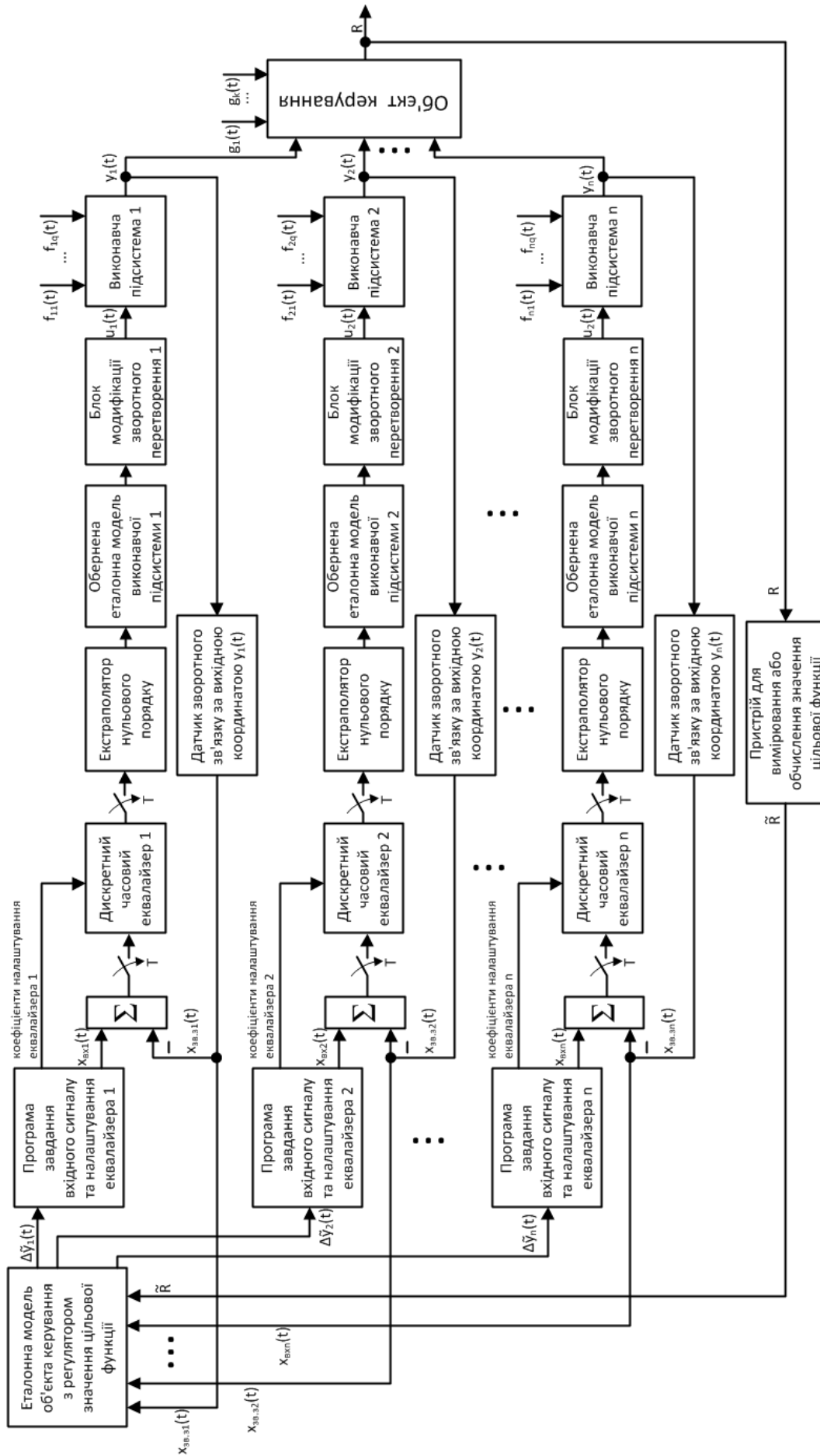


Рисунок 1 – Функціональна схема автоматизованої електромеханічної системи із взаємозв'язаного керуванням на базі дискретних часових еквайзерів

У результаті на виходах еталонної моделі формуються сигнали, що являють собою різницю між вимірними за допомогою датчиків значеннями координат

$$y_1(t) = k_{13}x_{зв.31}(t), y_2(t) = k_{23}x_{зв.32}(t), \dots, y_n(t) = k_{n3}x_{зв.3n}(t),$$

де  $k_{13}, k_{23}, \dots, k_{n3}$  – коефіцієнти зворотних зв'язків у відповідних локальних електроприводах,

та розрахованими за  $x_{зв.31}(t), x_{зв.32}(t), \dots, x_{зв.3n}(t), \tilde{R}$  значеннями  $\tilde{y}_1(t), \tilde{y}_2(t), \dots, \tilde{y}_n(t)$ . До цієї різниці можна застосувати деякі функціональні перетворення, наприклад, реалізувати пропорційний або пропорційно-інтегральний закон керування, використавши відповідний регулятор. Тоді коректуючий сигнал, що подаватиметься еталонною моделлю до програм завдання вхідних сигналів, визначатиметься наступними залежностями:

$$\Delta\tilde{y}_1(t) = \psi_1(y_1(t) - \tilde{y}_1(t)), \Delta\tilde{y}_2(t) = \psi_2(y_2(t) - \tilde{y}_2(t)), \dots, \Delta\tilde{y}_n(t) = \psi_n(y_n(t) - \tilde{y}_n(t)),$$

де  $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$  – деякі функції керування, що реалізуються регуляторами значень цільової функції.

Розглянемо приклад взаємозв'язаної системи керування натягненням смугового матеріалу, що перемотується або правиться. У машинах та механізмах, призначених для перемотки смугових матеріалів, таких, як: листовий метал, папір, різні плівки тощо – постає завдання регулювання зусилля у полосі, тобто натягнення. В більшості випадків точність підтримки натягнення (чи регулювання за заданим законом) безпосередньо впливає на якість готової продукції.

На рис.2 показана кінематична схема, яка може бути секцією папероробної машини або клітей прокатного стану. Двигун М1 обертає першу групу валків через редуктор Рд<sub>1</sub> з передатним числом  $i_1$ , а двигун М2 приводить у рух другу групу валків через редуктор Рд<sub>2</sub> з передатним числом  $i_2$ . Валки 1 обертаються зі швидкістю  $\omega_1/i_1$ , валки 3 – зі швидкістю  $\omega_2/i_2$ , а полоса 2 рухається з постійною швидкістю  $\vartheta$ . Завданням взаємозв'язаного електроприводу клітей є підтримка постійної сили натягнення полоси  $F$ .

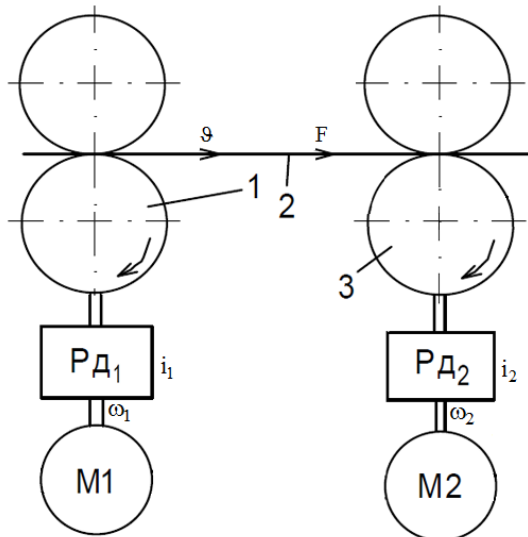


Рисунок 2 – Кінематична схема клітей прокатного стану

У відповідності до досліджень [2] для постійного значення лінійної швидкості полоси  $\vartheta$  передатна функція пружної полоси як об'єкта керування має наступний вигляд:

$$W_{пол}(p) = \frac{F(p)}{\Delta\omega(p)} = \frac{E_0 r / \vartheta}{T_3 p + 1},$$

де  $F(p)$  – зображення Лапласа від сили натягнення полоси;

$\Delta\omega(p) = \omega_2(p)/i_2 - \omega_1(p)/i_1$  – зображення Лапласа від різниці між швидкостями обертання валків;

$r$  – середній радіус валків;

$E_0$  – модуль пружності полоси, приведений до її поперечного перерізу;

$\vartheta$  – лінійна швидкість руху полоси;

$T_\vartheta = \frac{\ell}{\vartheta}$  – стала часу полоси;

$\ell$  – довжина частини полоси між валками.

Для того, щоб побудувати модель двохдвигунового електроприводу, цільовою функцією якого буде підтримання постійного значення сили натягнення полоси, задамо наступні чисельні значення параметрів: довжина полоси  $\ell = 8$  м; швидкість руху –  $\vartheta = 1$  м/с; модуль пружності сталеві полоси  $E_0 = 210000$  МПа; стала часу полоси  $T_\vartheta = 8/1 = 8$  с; швидкості обертання першого та другого двигунів відповідно  $\omega_1 = 52,5 \text{ c}^{-1}$ ,  $\omega_2 = 1,01 \cdot \omega_1 = 53,025 \text{ c}^{-1}$ ; передатні числа першого та другого редукторів відповідно  $i_1 = i_2 = 10$ ; середній радіус валків  $r = 0,2$  м.

При такому підході цільова функція буде мати наступний чисельний вираз:

$$R(\omega_1(p), \omega_2(p)) = F(p) = W_{\text{пол}}(p) \Delta\omega(p) = \frac{E_0 r / \vartheta}{T_\vartheta p + 1} (\omega_2(p) - \omega_1(p)) = \frac{4,2 \cdot 10^{10}}{8p + 1} (\omega_2(p) - \omega_1(p)).$$

У якості виконавчих підсистем оберемо двигуни постійного струму, що живляться від власних тиристорних перетворювачів. Тиристорні перетворювачі представимо у вигляді аперіодичних ланок з коефіцієнтами підсилення  $k_{\text{ТП}} = 50$  та некомпенсованими сталими часу  $T_\mu = 0,005$  с [3]. Кожен з двигунів постійного струму можна розділити на дві складові: електричну та механічну. Електричні складові (з електричним струмом в якості вихідного параметра) є аперіодичними ланками з електромагнітною сталою часу  $T_\pi = 0,05$  с. Активний опір якірних кіл двигунів постійного струму  $R_\pi = 0,01$  Ом. Конструктивний коефіцієнт  $C = 2,5$  В·с. Механічні складові представлені інтегруючими ланками з коефіцієнтами підсилення  $R_\pi/C$  та електромеханічними сталими часу  $T_M = 0,1$  с. При таких параметрах обидві виконавчі підсистеми матимуть наступні передатні функції:

$$W_{\text{вик1}}(p) = W_{\text{вик2}}(p) = \frac{800000}{p^3 + 88p^2 + 1680p + 16000}.$$

Принципи налаштування дискретних часових еквалайзерів оберемо з роботи [3]. Період квантування приймемо  $T = 0,02$  с. Коефіцієнти зворотних зв'язків  $k_{\text{зв.з}} = 0,1$ . Тоді  $Tk_{\text{зв.з}} = 0,002$ . Коефіцієнти еквалайзерів при  $k = 5$  становитимуть  $a_4 = 20$ ,  $a_3 = 15$ ,  $a_2 = 10$ ,  $a_1 = 5$ ,  $a_0 = 2,5$ . Передатні функції обох еквалайзерів будуть наступними:

$$W_{\text{екв1}}(z) = W_{\text{екв2}}(z) = \frac{20z^5 - 5z^4 - 5z^3 - 5z^2 - 2,5z - 2,5}{0,02z^5 - 0,04z^4 - 0,03z^3 - 0,02z^2 - 0,01z - 0,005}.$$

На рис.3 показана модель автоматизованої електромеханічної системи із взаємозв'язаним керуванням, зібрана з урахуванням наведених вище чисельних значень параметрів.

Еталонна модель з регулятором значення цільової функції на рис.3 обведена пунктирною лінією. Вона складається з наступних компонентів:

– власне з моделі (блок Model);

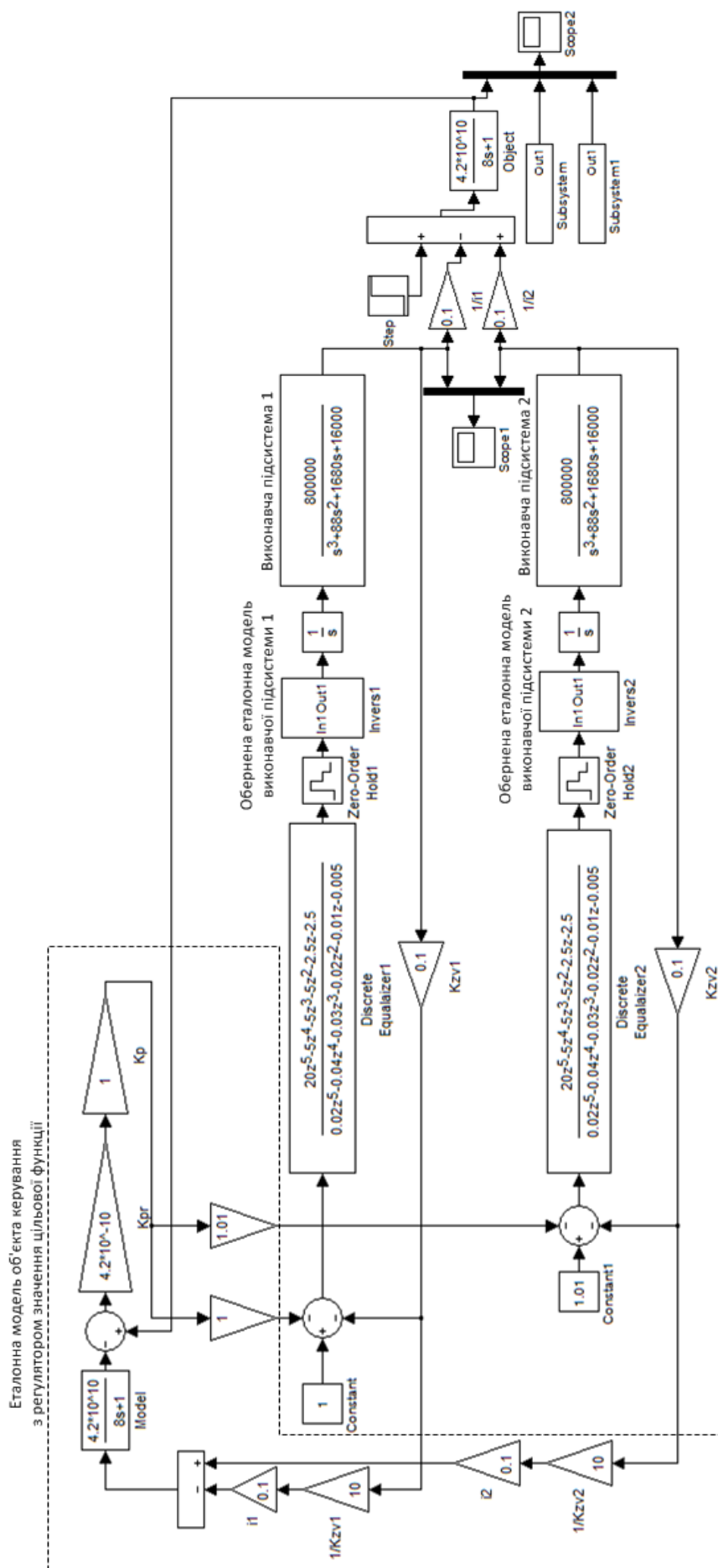


Рисунок 3 – Модель автоматизованої електромеханічної системи взаємозв'язаного керування, побудована із застосуванням дискретних часових еквалайзерів (регулятор значення цільової функції пропорційний)

- коефіцієнтів, що компенсують вплив датчиків зворотного зв'язку ( $1/Kzv1$  та  $1/Kzv2$ );
- коефіцієнтів, що враховують дію редукторів ( $i1$  та  $i2$ );
- суматора, на якому реально виміряне або обчислене значення цільової функції віднімається від значення, одержаного на моделі;
- коефіцієнта, що приводить можливе відхилення цільової функції до нормованого значення – одиниці ( $Krg$ );
- коефіцієнта пропорційного регулятора ( $Kp$ );
- двох коефіцієнтів, що враховують ступінь впливу кожного з локальних електроприводів на цільову функцію ( $1$  та  $1,01$ ).

Для штучного введення збурення в моделі використовується блок Step, котрий на п'ятдесятій секунді вносить стале значення швидкості руху полюси величиною  $0,01$  м/с.

Для порівняння результатів роботи системи з корекцією цільової функції при дії постійного збурення з роботою системи без збурення та без корекції введено відповідні підсистеми Subsystem та Subsystem1. Результати роботи засобів корекції проілюстровано на рис.4 (залежності, зняті з блоку Scope2).

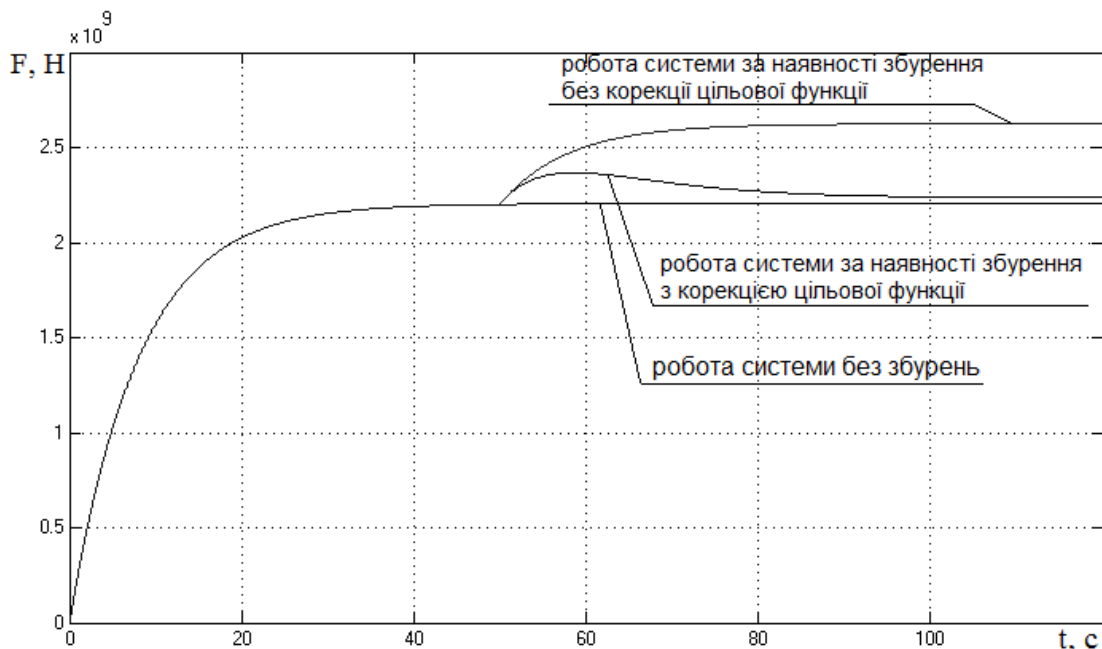


Рисунок 4 – Перехідні функції за силою натягнення полюси (регулятор цільової функції пропорційний)

Аналізуючи перехідні функції, показані на рис.4, можна зазначити, що без збурень після закінчення монотонного переходного процесу система виходить на підтримання сталого натягнення полюси з силою  $F = 2,2 \cdot 10^9$  Н. Коли на п'ятдесятій секунді починає діяти стале значення збурення, сила натягнення збільшується до  $F_1 = 2,62 \cdot 10^9$  Н. За рахунок корекції цільової функції сила натягнення зменшується до  $F_2 = 2,24 \cdot 10^9$  Н, тобто спостерігається статична похибка  $\Delta F = 0,04 \cdot 10^9$  Н, обумовлена застосуванням пропорційного регулятора цільової функції.

На рис.5 наведено перехідні функції, що ілюструють зміну координат на виходах локальних електроприводів з дискретними часовими еквалайзерами при застосуванні еталонної моделі об'єкта керування з пропорційним регулятором цільової функції.

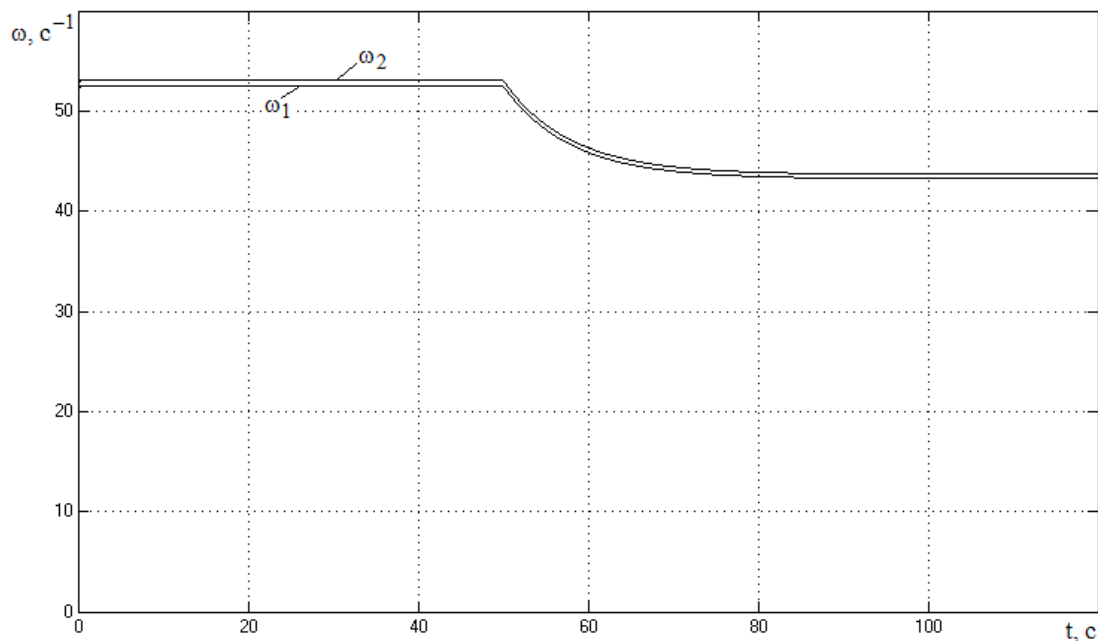


Рисунок 5 – Перехідні функції швидкостей обертання локальних електроприводів з дискретними часовими еквайзерами

Застосуємо пропорційно-інтегральний регулятор значення цільової функції з передатною функцією

$$W_p(p) = 1 + \frac{0,0015}{p}$$

Введення такого регулятора дозволить позбутися від статичної похибки, котра спостерігається при застосуванні пропорційного регулятора (рис.4).

На рис.6 наведено модель автоматизованої електромеханічної системи із взаємозв'язаним керуванням, у котрій використано пропорційно-інтегральний регулятор з представленою вище передатною функцією  $W_p(p)$ . Результати роботи регулятора проілюстровано на рис.7 (залежності, зняті з блоку Scope2).

Аналізуючи перехідні функції, показані на рис.7, можна зазначити, що, як і в попередній моделі, без наявності збурень система монотонно виходить на підтримання сталого натягнення полюси з силою  $F = 2,2 \cdot 10^9$  Н. Коли починає діяти стале значення збурення (на п'ятдесятій секунді), то сила натягнення збільшується до  $F_1 = 2,62 \cdot 10^9$  Н. За рахунок корекції цільової функції сила натягнення зменшується до попереднього значення  $F_2 = 2,2 \cdot 10^9$  Н, тобто статична похибка повністю усувається за рахунок застосування пропорційно-інтегрального регулятора цільової функції.

**Висновки.** Розглянутий підхід до побудування автоматизованих електромеханічних систем зі взаємозв'язаним керуванням дозволяє виконати представлення об'єкта у вигляді деякої багатокординатної цільової функції, причому кожна з координат цієї функції визначається окремим електроприводом зі своїм дискретним часовим еквайзером. Перевагою такого підходу є локалізація електроприводів, які за допомогою дискретних еквайзерів налаштовуються на власні динамічні та статичні показники якості



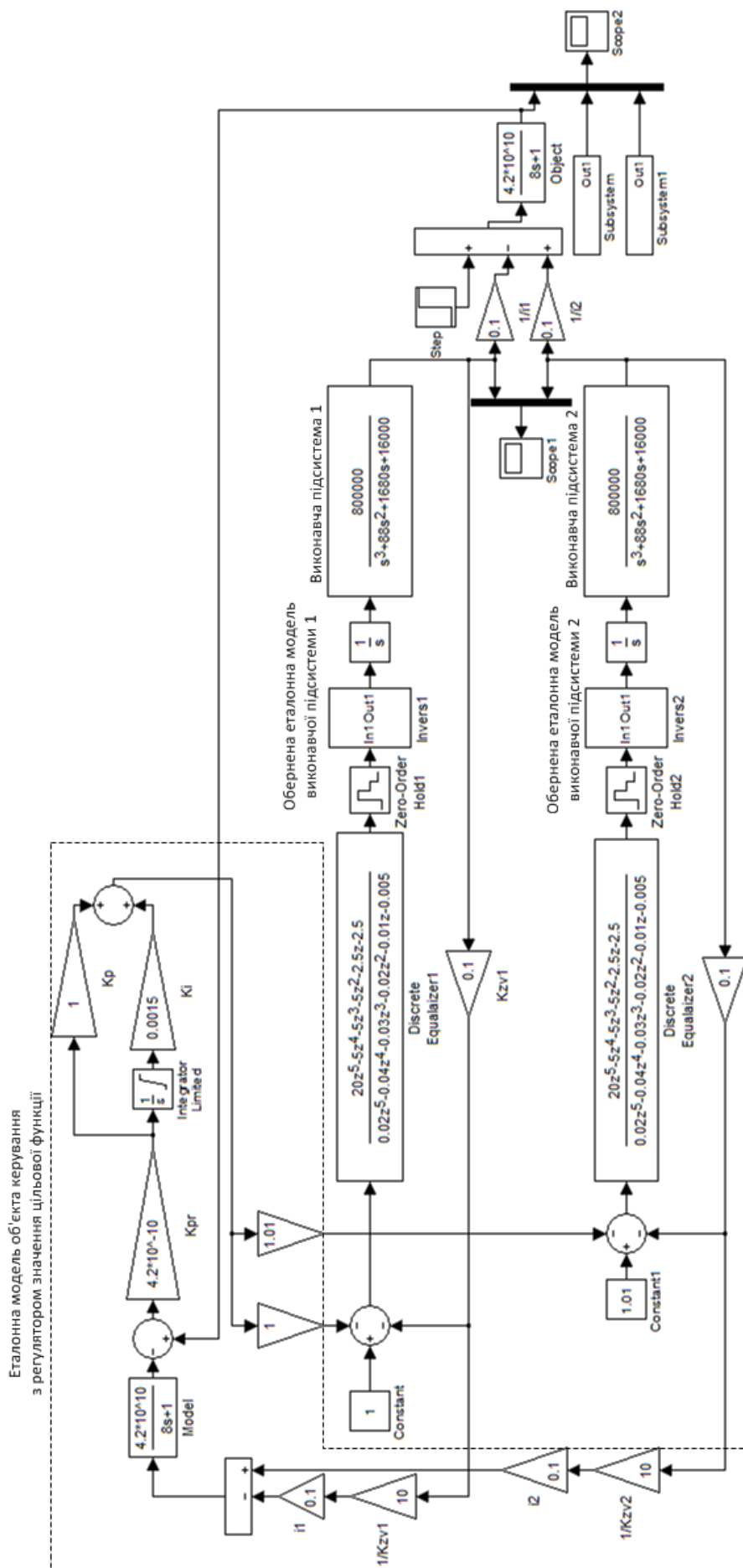


Рисунок 6 – Модель автоматизованої електромеханічної системи взаємозв'язаного керування, побудована із застосуванням дискретних часових еквалайзерів (регулятор значення цільової функції пропорційно-інтегральний)

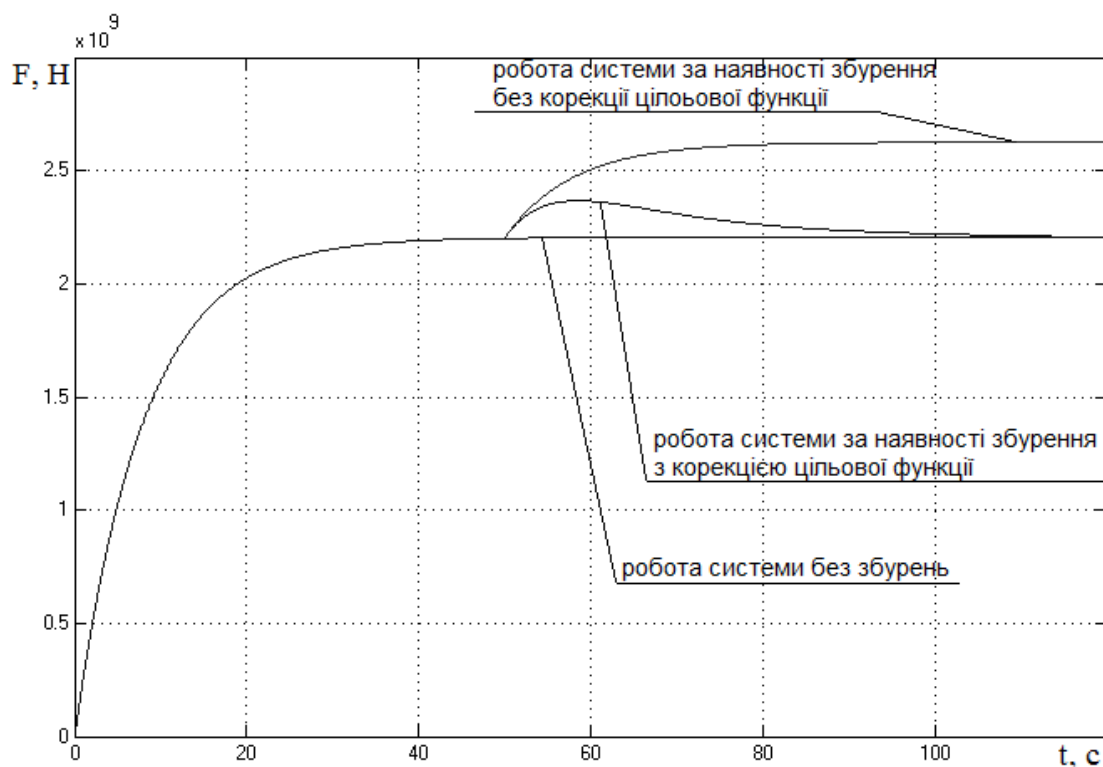


Рисунок 7 – Перехідні функції за силою натягнення полюси (регулятор цільової функції пропорційно-інтегральний)

незалежно від решти системи. Загалом, контроль за точністю відтворення цільової функції здійснюється еталонною моделлю з регулятором цільової функції, який формує додаткове додатне або від'ємне завдання на входах локальних електроприводів.

Слід зазначити, що принципи керування у взаємозв'язаних системах суттєво залежать від самого об'єкта, тобто від того, яким чином пов'язані між собою координати цільової функції (за допомогою пружних зв'язків, в'язкостей, коефіцієнтів підсилення, інтеграторів тощо), тому для кожного окремого випадку потрібно визначити свій раціональний підхід щодо структури регуляторів цільової функції та врахування відхилення цільової функції від бажаного значення у налаштуваннях на роботу локальних електроприводів.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Селиванов В.А. Системы управления электроприводами: уч. пос. / Селиванов В.А. – Могилев: Белорусско-Российский университет, 2010. – 275с.
2. Иванов Г.М. Автоматизированный многодвигательный электропривод постоянного тока / Г.М.Иванов, Г.М.Левин, В.М.Хуторецкий. – М.: Энергия, 1978. – 160с.
3. Садовой О.В. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції / О.В.Садовой, О.І.Шеремет // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2010. – Випуск 1(14). – С.258-264.

Надійшла до редколегії 27.02.2014.

Дніпродзержинський державний технічний університет

## ВИЗНАЧЕННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ФОЛЬГОВИХ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРНИХ ПРИСТРОЇВ З ВНУТРІШНЬОЮ ПОЗДОВЖНЬОЮ ЄМНІСНОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ

**Вступ.** Трансформаторні пристрої з внутрішньою поздовжньою ємнісною компенсацією (трансиконди) мають обмотки, що виготовляються зі стрічкових провідникових (фольга) та ізоляційних (конденсаторний папір, полімерна плівка) матеріалів [1]. Первинна  $w_1$  і проміжна  $w_{II}$  обмотки намотуються спільно і утворюють компенсуючу ємність (рис. 1).

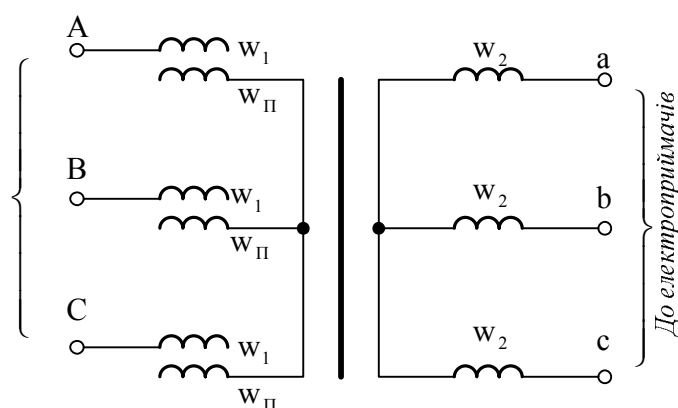


Рисунок 1 – Принципова схема трансиконди з поздовжньою ємнісною компенсацією

**Постановка задачі.** Метою роботи є аналіз взаємозв'язку між геометричними параметрами обмоток трансикондів, їх електричними характеристиками та особливостями конструкції.

**Результати роботи.** Оскільки діаметри чи радіуси витків обмотки монотонно зростають в процесі її намотки (рис. 2), то біжучу величину радіуса витка визначимо співвідношенням

$$R = R_0 + \Delta_{II} \frac{\alpha}{2\pi}, \quad (1)$$

де  $R_0$  – початковий радіус витка при  $\alpha = 0$ ;

$\Delta_{II}$  – сумарна товщина пакета стрічкових матеріалів.

Елемент довжини пакета стрічок, що міститься між радіальними перетинами  $\alpha$  та  $\alpha + d\alpha$

$$d\ell = R \cdot d\alpha = \left( R_0 + \Delta_{II} \frac{\alpha}{2\pi} \right) d\alpha. \quad (2)$$

Довжина пакету стрічок обмотки:

$$\ell = \int_0^{\alpha_1} \left( R_0 + \Delta_{II} \frac{\alpha}{2\pi} \right) d\alpha = R_0 \cdot \alpha_1 + \frac{\Delta_{II}}{4\pi} \alpha_1^2, \quad (3)$$

де  $\alpha_1$  – кут повороту котушки, що відповідає повній кількості її витків  $w$ .

Беручи до уваги, що один виток формується обертанням котушки на  $2\pi$  радіан, запишемо рівняння (3) у вигляді:

$$\ell = 2\pi R_0 \cdot w + \pi \Delta_{II} \cdot w^2. \quad (4)$$

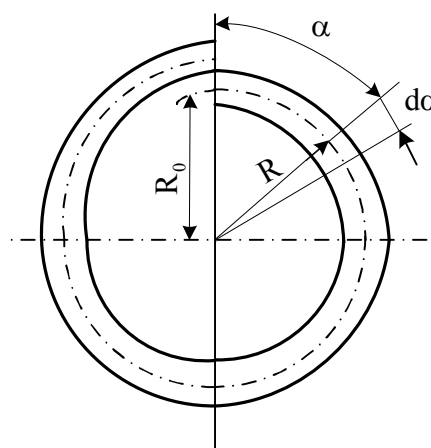


Рисунок 2 – Виток фольгової обмотки

При початковому радіусі обмотки  $R_0$  та довжині пакету стрічок  $\ell$  маємо:

$$w = \frac{R_0}{\Delta_{\Pi}} + \sqrt{\frac{R_0^2}{\Delta_{\Pi}^2} + \frac{\ell}{\pi \cdot \Delta_{\Pi}}}. \quad (5)$$

Перша складова в правій частині виразу (5) за абсолютною величиною дорівнює числу витків, яке можна отримати з пакету стрічок, починаючи намотку з  $R=0$  і до  $R=R_0$ . Друга складова під знаком радикала є квадратом кількості витків обмотки з довжиною пакета стрічок  $\ell$ , що намотана з початкового радіуса  $R=0$ .

Якщо обмотка складається з декількох пакетів стрічок, що мають довжину  $\ell_1, \ell_2, \dots, \ell_i$  і товщину відповідно  $\Delta_{\Pi 1}, \Delta_{\Pi 2}, \dots, \Delta_{\Pi i}$  і з'єднані послідовно, то загальна кількість витків такої обмотки

$$w = -\frac{R_0}{\Delta_{\Pi 1}} + \sqrt{\frac{R_0^2}{\Delta_{\Pi 1}^2} + \frac{\ell_1}{\pi \cdot \Delta_{\Pi 1}} + \frac{\ell_2}{\pi \cdot \Delta_{\Pi 1}} \cdot \frac{\Delta_{\Pi 2}}{\Delta_{\Pi 2}} + \dots + \frac{\ell_{\text{ш}}}{\pi \cdot \Delta_{\Pi 1}} \cdot \frac{\Delta_{\Pi i}}{\Delta_{\Pi i}}}, \quad (6)$$

або

$$w = -\frac{R_0}{\Delta_{\Pi 1}} + \sqrt{\frac{R_0^2}{\Delta_{\Pi 1}^2} + w_{11}^2 + w_{21}^2 + \dots + w_{i1}^2}, \quad (7)$$

де  $w_{i1} = \sqrt{\frac{\Delta_{\Pi i}}{\Delta_{\Pi 1}} \cdot \frac{\ell_i}{\pi \cdot \Delta_{\Pi i}}}$  – кількість витків обмотки з довжиною пакета стрічок  $\ell_i$ , зведена

до товщини пакета стрічок  $\Delta_{\Pi 1}$  при намотці і-го пакета стрічок з радіуса  $R=0$ .

Зі співвідношення (7) випливає, що загальна кількість витків обмотки, яка складається зі з'єднаних послідовно декількох пакетів стрічок, що мають різні товщини, не залежить від порядку з'єднання цих пакетів поміж собою. Тому, якщо кількості витків первинної обмотки трансиконда (рис.1)  $w_1$  та кількість витків проміжної його обмотки  $w_{\Pi}$  пов'язані між собою нерівністю  $w_1 > w_{\Pi}$ , то проміжну обмотку можна розмістити як на початку первинної обмотки, так і її кінці.

При цьому загальна кількість витків первинної обмотки буде незмінною.

Довжина стрічки провідникового матеріалу проміжної обмотки  $\ell_{\Pi}$  при ширині цієї стрічки  $b_{\Pi}$  визначається потрібною площею обкладок  $S_E$  компенсуючої ємності трансиконда, що її утворюють первинна та проміжна обмотки:

$$\ell = \frac{S_E}{b_{\Pi}}. \quad (8)$$

Кількість витків проміжної обмотки, враховуючи вирази (5), (8), може бути визначена співвідношенням:

$$w_{\Pi} = -\frac{R_0}{\Delta_{\Pi E}} + \sqrt{\frac{R_0^2}{\Delta_{\Pi E}^2} + \frac{S_E}{\pi \cdot \Delta_{\Pi E} \cdot b_{\Pi}}}, \quad (9)$$

в якому товщина пакету стрічок, що утворюють компенсуючу ємність, тобто провідникових стрічок первинної та проміжної обмоток з площами перетину відповідно  $q_1$  та  $q_{\Pi}$  і ізоляційних стрічок товщиною  $d_{\text{ізе}}$ , визначається як

$$\Delta_{\Pi E} = 2 \cdot d_{\text{ізе}} + \frac{q_1 + q_{\Pi}}{b_{\Pi}}. \quad (10)$$

Найменша ширина стрічок  $b_{\text{Пinf}}$  провідникових матеріалів первинної та проміжної обмоток при заданій величині площі обкладок компенсуючої ємності  $S_E$  буде при  $w_1 = w_{\text{П}}$ , тоді, підставляючи (10) у (9), маємо:

$$b_{\text{inf}} = \frac{S_E - w_1^2 \cdot \pi(q_1 + q_{\text{П}})}{2\pi w_1 (w_1 \cdot d_{\text{IZE}} + R_0)} \quad (11)$$

Оскільки металургійні підприємства виробляють провідникові стрічки та фольгу шириною, що визначається відповідними стандартами, величину  $b_{\text{Пinf}}$ , як правило, доводиться заокруглювати до найближчої більшої величини зі стандартного ряду. Тому пакет стрічок проміжної обмотки, як правило, коротший за пакет стрічок первинної обмотки, тобто  $w_1 > w_{\text{П}}$ .

**Висновок.** Через постійне зростання радіуса витків в процесі намотки котушок зі стрічкових матеріалів постійно зростає їх довжина, а загальна довжина стрічок обмотки пов'язана квадратичною залежністю з кількістю витків обмотки.

Якщо обмотка складається з декількох пакетів стрічкових матеріалів, провідникові стрічки яких з'єднано послідовно, то загальна кількість витків такої обмотки не залежить від черговості намотки цих пакетів.

При визначенні площі обкладок компенсуючої ємності трансиконда найменша ширина провідникових стрічок первинної та проміжної обмоток, яка має місце при однакових кількостях витків цих обмоток, визначається початковим радіусом витка сумарною площею перетину провідникових стрічок обмоток та товщиною ізоляційних стрічок між ними.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Коваль И.К. Исследование и разработка рудничного трансформаторного устройства для регулирования напряжения в участковых сетях: дисс. ... канд. техн. наук / Коваль И.К. – Днепропетровск, 1978. –208с.

*Надійшла до редколегії 24.09.2013.*

УДК 621.312.323

ЧЕРНОИВАН В.П., к.т.н, доцент  
МЕДЬЕШИ М.В., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

#### УЛУЧШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

**Введение.** Общеизвестные технико-экономические преимущества сделали в настоящее время тиристорный привод основным типом регулируемого электрического источника энергии. Однако с ростом количества и установленной мощности тиристорных приводов все сильнее сказываются и их основные недостатки: низкий коэффициент мощности при работе их в зарегулированных режимах, существенные искажения питающей сети, а также появление в выпрямленном напряжении токов гармоник неканонических порядков. В ряде случаев эти гармоники приходится принимать во внимание, поэтому возникает задача анализа выпрямленного напряжения при проектировании автоматизированного электропривода с тиристорным преобразователем постоянного тока.

**Постановка задачи.** Задачей работы является исследование и анализ выпрямленного напряжения с учетом режимов работы электроприводов, а также уменьшение их влияния на питающую сеть.

**Результаты работы.** Кривая выпрямленного напряжения любой схемы всегда содержит две составляющие: постоянную, равную среднему значению выпрямленного напряжения, и переменную, которая состоит из определенного спектра гармоник. Гармоники в питающей сети могут причинить неприятности, создавая потери для другого электрооборудования. Для электропривода гармоники тока создают дополнительные потери мощности, нагрев электродвигателя и понижают коэффициент мощности, а поэтому знание их природы, а также умение оценить их величину дает возможность при проектировании получить электропривод с более высокими техническими показателями [1].

Напряжение на нагрузке управляемого выпрямителя состоит из постоянного напряжения с наложением на него гармоник переменного тока, которые могут быть представлены в виде ряда Фурье:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega_1 t - \psi_n), \quad (1)$$

где  $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$  – амплитуда n-ой гармоники;  $a_n$ ,  $b_n$  – коэффициенты разложения в ряд:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_1 t) dt, \quad (3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega_1 t) dt, \quad (4)$$

$$\psi_n = \arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right). \quad (5)$$

При разложении в ряд Фурье кривой выпрямленного напряжения необходимо ввести ряд обозначений.

Постоянная составляющая  $\frac{a_0}{2}$  есть среднее значение выпрямленного напряжения:  $E_{d0}$  – для неуправляемого и  $E_{d0} \cdot \cos \alpha$  – для управляемого выпрямителя.

Коэффициент разложения синусного ряда  $b_n$  обозначим через максимальную э.д.с. n-ой гармоники  $E'_{n \max}$ , а коэффициент разложения косинусного ряда  $a_n$  – через  $E''_{n \max}$ .

Для решения выражений (3) и (4) выпрямленное напряжение можно представить на графике (рис.1) с учетом того, что интегрирование производится не в течение периода сетевого напряжения  $T$ , а в течение его части  $T/m$ .

Тогда коэффициенты разложения синусного и косинусного рядов будут:

$$E'_{n \max} = \frac{m}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}} \sqrt{2} E_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \cdot \sin(km\theta) d\theta = E_{d0} \frac{2km}{k^2 m^2 - 1} \cdot \sin \alpha, \quad (6)$$

$$E''_{n \max} = \frac{m}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}} \sqrt{2} E_2 \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) \cdot \cos(km\theta) d\theta = E_{d0} \frac{2km}{k^2 m^2 - 1} \cdot \cos \alpha, \quad (7)$$

где  $km$  – кратность гармоники по отношению к сетевому напряжению;

$m$  – число пульсаций выпрямленного напряжения за период;

$k = 1, 2, 3, \dots, \infty$  – порядковый номер гармоники в выпрямленном напряжении.

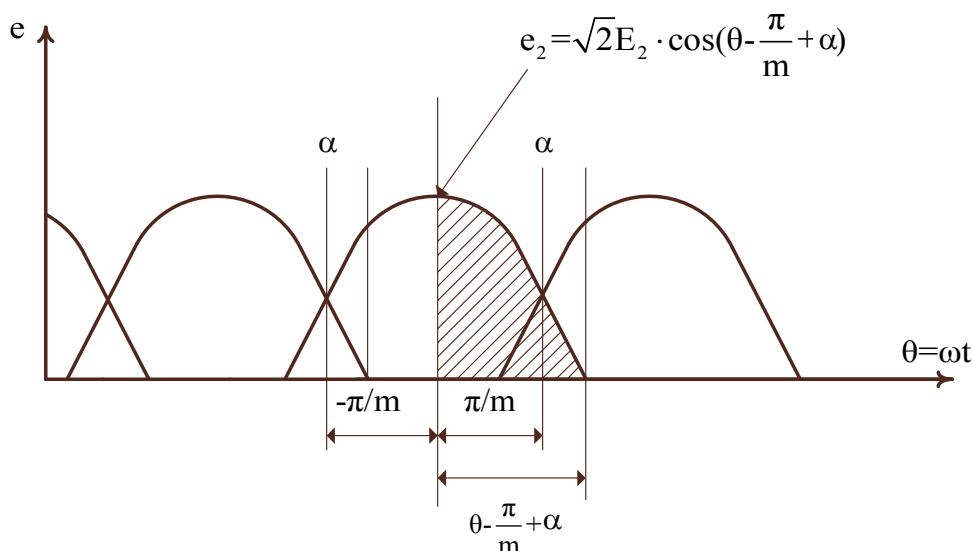


Рисунок 1 – График выпрямленной э.д.с. для трехпульсной нулевой схемы

Используя выражения (1), (6), (7), можно получить амплитуду n-ой гармоники в относительных единицах:

$$E_{n\max} = \frac{E_{n\max}}{E_{d0}} = \sqrt{\left(\frac{E'_{n\max}}{E_{d0}}\right)^2 + \left(\frac{E''_{n\max}}{E_{d0}}\right)^2} = \frac{2\cos\alpha}{k^2 m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (8)$$

Полученное выражение (8) дает возможность определить амплитуду n-ой гармоники для неуправляемого выпрямителя ( $\alpha = 0$ ):

$$E_{n\max} = \frac{2}{k^2 m^2 - 1}. \quad (9)$$

Используя выражение (9), можно рассчитать амплитуду и частоту гармоник для некоторых типовых схем:

- |  |   |
|--|---|
| <p>1. Трехпульсная нулевая схема:</p> <p>а) первая гармоника <math>m=3</math>; <math>k=1</math>:<br/> <math>E_{n\max} = 0,25</math> или 25%;</p> <p>б) вторая гармоника <math>m=3</math>; <math>k=2</math>:<br/> <math>E_{n\max} = 0,057</math> или 5,7%;</p> <p>в) третья гармоника <math>m=3</math>; <math>k=3</math>:<br/> <math>E_{n\max} = 0,025</math> или 2,5%.</p> | <p>2. Трехпульсная мостовая схема:</p> <p>а) первая гармоника <math>m=6</math>; <math>k=1</math>:<br/> <math>E_{n\max} = 0,057</math> или 5,7%;</p> <p>б) вторая гармоника <math>m=6</math>; <math>k=2</math>:<br/> <math>E_{n\max} = 0,014</math> или 1,4%;</p> <p>в) третья гармоника <math>m=6</math>; <math>k=3</math>:<br/> <math>E_{n\max} = 0,006</math> или 0,6%.</p> |
|--|---|

Энергетические показатели электропривода также существенно зависят от режимов работы тиристорного преобразователя.

Следует отметить, что в цепях с несинусоидальными токами системы тиристорный преобразователь – двигатель постоянного тока (ТП-ДПТ) коэффициент мощности не равен коэффициенту сдвига между первой гармоникой сетевого тока  $I_{1(1)}$  и сетевым током  $I_1$  и определяется формулой [2, 3]

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{I_{1(1)} \cdot \cos\varphi_1}{I_1}, \quad (10)$$

где  $P_1 = 3E_1 I_{1(1)} \cos \varphi_1$  – активная мощность;

$S_1 = 3E_1 I_1$  – полная мощность сетевых обмоток трансформатора преобразователя;

$\varphi_1$  – угол сдвига между  $U_1$  и  $I_{1(1)}$ ;

$I_{1(1)}$  – первая гармоника сетевого тока  $I_1$ .

Коэффициент мощности (10) можно выразить через коэффициент искажения  $v$ :

$$\chi = v \cdot \cos \varphi_1. \quad (11)$$

Для понятия физической сущности коэффициента искажения на рис.2 показано разложение первичного тока для мостовой схемы на первую гармонику  $i_{1(1)}$  и функцию искажения  $i_{иск.}$ .

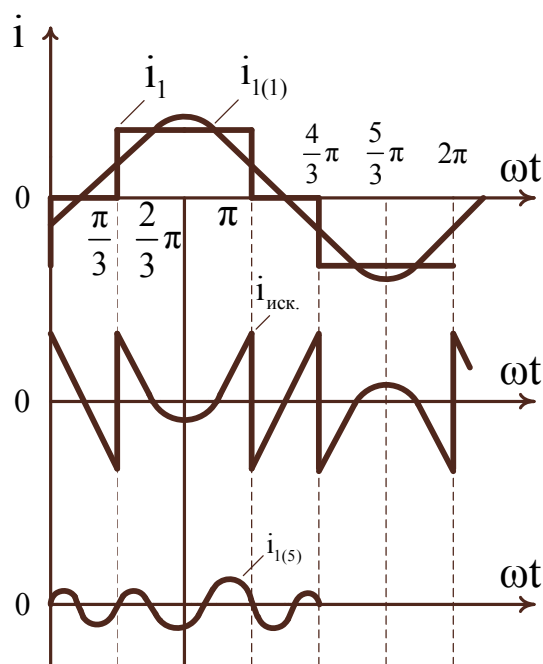


Рисунок 2 – Разложение первичного тока на гармоники n-го порядка ( $i_1 = i_{1(1)} + i_{иск.}$ )

шестифазной с уравнивающим реактором  $\chi_0 = 0,955$ ;

в) для двенадцатипульсовой с уравнивающим реактором  $\chi_0 = 0,988$ .

В тоже время при работе управляемого выпрямителя в режиме, когда  $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$  и  $\gamma > 0$ , коэффициент мощности можно определить:

$$\chi = v_0 \cos\left(\alpha + \frac{2}{3}\gamma\right), \quad (13)$$

где  $\gamma$  – угол коммутации тиристорov.

При работе ТП в режиме, когда  $\alpha > \frac{\pi}{6}$  и  $\gamma > 0$ , более точные результаты расчета коэффициента мощности можно получить, используя выражение [2]

В свою очередь  $i_{иск.}$  содержит третью гармонику и гармоники более высокого порядка.

Величина коэффициента искажения  $v$  определяется той гаммой гармоник, которые содержат в себе ток управляемого тиристорного преобразователя.

Если предположить, что ТП работает в режиме: угол регулирования напряжения  $\alpha = 0$ ; угол коммутации  $\gamma = 0$ ; угол сдвига  $\varphi_1 = 0$ , то, используя выражение (10), получим:

$$\chi_0 = v = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_d}{S_1}, \quad (12)$$

где  $P_d$  – выпрямленная мощность.

Тогда для типовых схем можно определить коэффициент мощности  $\chi_0$  [3]:

а) для трехпульсной нулевой схемы  $\chi_0 = 0,83$ ;

б) для трехпульсной мостовой и



$$\chi = v_0 \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right). \quad (14)$$

Таким образом, угол  $\varphi_1 = \alpha + \frac{2}{3}\gamma$  в выражении (13) и угол  $\varphi_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2}$  в выражении (14) определяют сдвиг фаз между  $I_{1(1)}$  и  $U_1$ .

**Пример.**

Электропривод по системе ТП-ДПТ, где применяется трехпульсная нулевая схема, трехпульсная мостовая и двенадцатипульсная схемы, работает в режиме:

1.  $\alpha = 0^\circ$ ;  $\gamma = 35^\circ$ ;
2.  $\alpha = 30^\circ$ ;  $\gamma = 41^\circ$ ;
3.  $\alpha = 40^\circ$ ;  $\gamma = 20^\circ$ .

Коэффициенты мощности электроприводов будут:

– трехпульсной нулевой схемы:

1.  $\chi = v \cdot \cos\left(\frac{2}{3}\gamma\right) = 0,83 \cdot \cos\left(\frac{2}{3} \cdot 35^\circ\right) = 0,747$ ;
2.  $\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{2}{3}\gamma\right) = 0,83 \cdot \cos 57^\circ = 0,598$ ;
3.  $\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) = 0,83 \cdot \cos 50^\circ = 0,664$ ;

– трехпульсной мостовой схемы:

1.  $\chi = v \cdot \cos\left(\frac{2}{3}\gamma\right) = 0,955 \cdot \cos\left(\frac{2}{3} \cdot 35^\circ\right) = 0,900$ ;
2.  $\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{2}{3}\gamma\right) = 0,955 \cdot \cos 57^\circ = 0,690$ ;
3.  $\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) = 0,955 \cdot \cos 50^\circ = 0,667$ ;

– двенадцатипульсной схемы:

1.  $\chi = v \cdot \cos\left(\frac{2}{3}\gamma\right) = 0,988 \cdot \cos 20^\circ = 0,950$ ;
2.  $\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{2}{3}\gamma\right) = 0,988 \cdot \cos 50^\circ = 0,790$ ;
3.  $\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) = 0,988 \cdot \cos 50^\circ = 0,790$ .

**Выводы.** Увеличение m-фазности управляемых выпрямителей уменьшает количественный состав гармоник тока, а, следовательно, и уменьшаются потери мощности. В управляемых выпрямителях с увеличением угла регулирования ( $\alpha = 0$ ) возрастают амплитуды гармоник согласно выражению (8), а, следовательно, ухудшается коэффициент мощности. Увеличение угла коммутации ( $\gamma$ ) за счет увеличения анодной индуктивности трансформатора ухудшает коэффициент мощности электропривода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Соколов М.М. Автоматизированный электропривод общепромышленных механизмов / Соколов М.М. – М.: Энергия, 1969. – 567с.
2. Ключев В.И. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов / Ключев В.И. Терехов В.М. – М.: Энергия, 1980. – 358с.
3. Беркович Е.И. Полупроводниковые выпрямители / Беркович Е.И. – М.: Энергия, 1967. – 478с.

Поступила в редколлегию 14.10.2013.

Днепродзержинский государственный технический университет

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПЯТОГО ПОРЯДКА МЕТОДОМ N-i ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ В КОНТЕКСТЕ ТЕОРЕМЫ ОБ N ИНТЕРВАЛАХ

**Введение.** Динамическим режимам электромеханических систем характерно ограничение различных координат состояния на отдельных этапах переходных процессов. Метод N-i переключений позволяет осуществить параметрический синтез каскада релейных регуляторов, реализующих такие ограничения. Однако управляющее воздействие, формируемое каскадно-подчиненной системой релейных регуляторов при отработке режимов малого треугольника [1], не удовлетворяет требованиям теоремы об N интервалах. Исключительная простота математического аппарата метода N-i переключений позволят адаптировать систему подчиненного регулирования к данной форме траектории, что весьма актуально при построении самонастраивающихся систем оптимального по быстродействию управления.

**Постановка задачи.** Большинство электромеханических систем, независимо от их порядка N, имеет один канал передачи управляющего воздействия. Так, для позиционного электропривода с упругой кинематической цепью данная структурная особенность позволяет описать динамические режимы в пространстве канонических координат

$$\left( \Phi, p\Phi, p^2\Phi, p^3\Phi, p^4\Phi, p^5\Phi \right) = \left( \Phi, \Omega, \varphi, \omega, \varepsilon, a \right), \quad (1)$$

представив ограничение управляющего воздействия эквивалентным ограничением N-й производной регулируемой координаты  $\Phi$  – углового положения исполнительного вала.

Параметрический синтез релейных систем подчиненного регулирования (СПР) методом N-i переключений основан на использовании уровней ограничения их фазовых координат. В работе [1] выполнен синтез системы пятого порядка для динамических режимов, в которых не достигается ни один из наперед заданных уровней ограничения. При этом в качестве ограничений приняты максимумы, достигаемые каноническими координатами на временных диаграммах, имеющих форму криволинейных треугольников (рис.1). Однако данная форма переходной траектории может считаться оптимальной по быстродействию лишь как предельный случай реализуемой каскадом релейных регуляторов трапецеидальной траектории, для которой равны нулю интервалы стабилизации всех координат, кроме сигнала управления  $a(t)$ . В представленном на рис.1 переходном процессе характер изменения N-й производной  $a(t)$  выходной координаты  $\Phi(t)$  не удовлетворяет теореме об N интервалах [2]. Согласно данной теореме необходимое условие оптимальности системы по быстродействию при наложении ограничения только на сигнал управления состоит в формировании переходного процесса за N интервалов постоянства управляющего воздействия.

Следовательно, утверждение об оптимальности расчётной траектории (рис.1) по быстродействию справедливо лишь применительно к частному случаю структурной реализации системы управления с каскадно-подчиненным включением регуляторов, что свидетельствует об избыточности такой структуры для реализации режима малого треугольника. Для оптимизации данного режима системы пятого порядка (N=5) в соответствии с теоремой об N интервалах настройка на расчётную траекторию необходима только одному регулятору, который для формирования управляющего сигнала с пятью

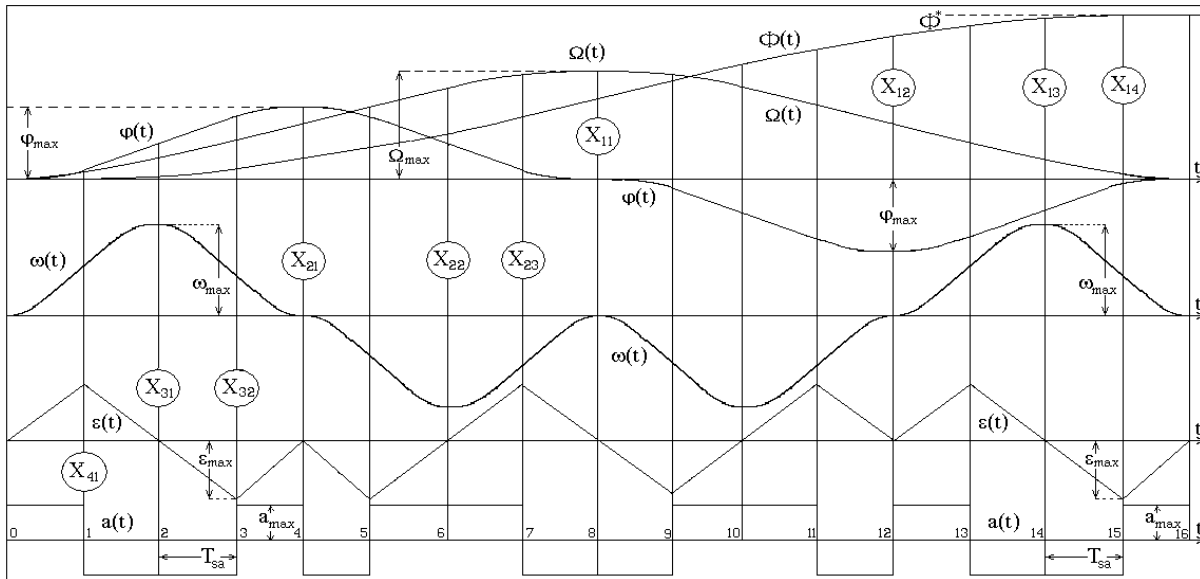


Рисунок 1 – Предельный случай трапецеидальной траектории системы пятого порядка

интервалами постоянства должен совершить четыре единичных переключения между этими интервалами. Такой же характер работы внешнего регулятора пятиканальной системы управления предполагается в случае применения метода N-i переключений. Задачей настоящей работы является развитие математического аппарата этого метода синтеза с целью его адаптации к форме траектории оптимального по быстродействию режима малого треугольника на основе теоремы об N интервалах.

**Результаты работы.** Математическое описание замкнутой по вектору канонических координат релейной системы подчиненного регулирования 5-го порядка имеет вид

$$\left. \begin{aligned} u_{R\Phi} = u_{R1} = \Omega^* &= -\Omega_{\max} \cdot \text{sign}(\Phi - \Phi^* + K_{\Phi\Omega} \cdot \Omega + K_{\Phi\varphi} \cdot \varphi + K_{\Phi\omega} \cdot \omega + K_{\Phi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\Omega} = u_{R2} = \varphi^* &= -\varphi_{\max} \cdot \text{sign}(\Omega - \Omega^* + K_{\Omega\varphi} \cdot \varphi + K_{\Omega\omega} \cdot \omega + K_{\Omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varphi} = u_{R3} = \omega^* &= -\omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi - \varphi^* + K_{\varphi\omega} \cdot \omega + K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\omega} = u_{R4} = \varepsilon^* &= -\varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega - \omega^* + K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varepsilon} = u_{R5} = a^* &= -a_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon - \varepsilon^*) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где  $p = d/dt$ ;  $u_{Ri}$  – сигнал i-го (считая от входа) регулятора; индексами «max» отмечены максимальные значения канонических координат, достигаемые при обработке системой заданного скачка  $\Phi^*$ ; символом «\*» отмечены также заданные значения промежуточных координат, формируемые регуляторами;  $K_{ij}$  – коэффициенты обратных связей. Вводимая соотношением (1) система буквенных обозначений k-х производных регулируемой координаты  $p^k \Omega$  заимствована из работы [1] и призвана облегчить восприятие прогнозируемых переходных траекторий, которые представлены на рис.1, 2.

На рис.2 изображены временные диаграммы канонических координат оптимального по быстродействию переходного процесса системы пятого порядка, удовлетворяющего теореме об N интервалах. В отличие от [1], выбор характерных точек в рассматриваемом случае не требуется, поскольку число точек переключения управляющего воздействия, определенное согласно теореме об N интервалах, равно числу единичных

переключений регулятора  $R_{\Phi} = R_1$  ( $i=1$ ) каскада (2) согласно методу N-i переключений:  $N-i = 5-1 = 4$ . То есть все четыре точки переключения, необходимые для формирования такого процесса, являются для  $R_{\Phi}$  характерными точками  $X_{11}, X_{12}, X_{13}, X_{14}$ . Заметим, что при отработке переходной траектории представленной на рис.2 формы роль внутренних регуляторов СПР сведётся к повторению переключений  $R_{\Phi}$  с изменением масштаба его выходного сигнала. Поэтому они могут быть исключены из алгоритма (2) во время отработки режимов «малого треугольника» при назначении сигналу регулятора  $R_{\Phi}$  амплитуды  $a_{max}$ .

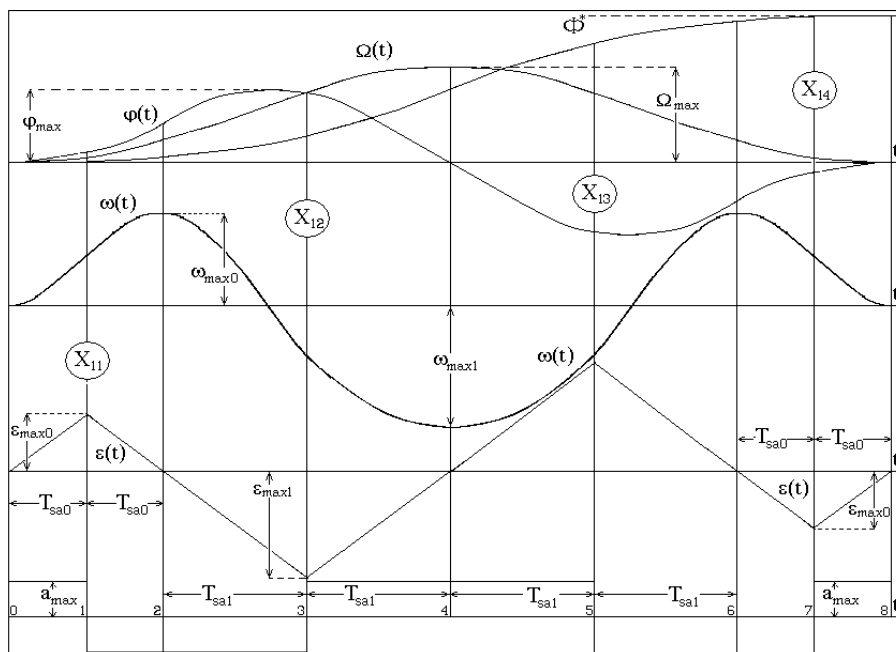


Рисунок 2 – Режим «малого треугольника» системы пятого порядка

Выполним прогнозирование оптимальной по быстродействию траектории, изображённой на рис.2, основываясь на длительности интервала  $T_{sa0}$ . Приняв нулевые начальные условия в точке 0, получим путём интегрирования с помощью рядов Тейлора следующие значения канонических координат системы. Точка 1:

$$\epsilon_1 = \epsilon_{max0} = a_{max} T_{sa0}; \omega_1 = a_{max} \frac{T_{sa0}^2}{2}; \varphi_1 = a_{max} \frac{T_{sa0}^3}{6}; \Omega_1 = a_{max} \frac{T_{sa0}^4}{24}; \Phi_1 = a_{max} \frac{T_{sa0}^5}{120}. \quad (3)$$

Координаты точки 2 не будут в явном виде востребованы при расчёте коэффициентов обратных связей регулятора  $R_{\Phi}$ , поскольку она не является точкой его переключения. Однако, несимметрия оптимальных диаграмм отдельных канонических координат режима «малого треугольника» (рис.2) не позволяет ограничиться прогнозированием только четырёх точек переключения  $X_{11}, X_{12}, X_{13}, X_{14}$ , соответствующих точкам 1, 3, 5, 7 в сквозной нумерации. В отличие от рассмотренного в [1] случая вырожденной трапецеидальной диаграммы (рис.1), для которой все интервалы стабилизации пятой производной имеют одинаковую длительность  $T_{sa}$ , интервалы постоянства управляющего воздействия в случае треугольных диаграмм различны для разных этапов переходного процесса. В частности, очевидным является отличие интервалов 0-1 и 7-8 от 1-3 и 5-7, а также от интервала 3-5.

Длительности этих временных интервалов могут быть установлены в ходе подробного расчёта, охватывающего граничные точки отдельных частей таких интервалов, в которых проявляются соотношения фазовых координат системы, вытекающие из условий физической реализуемости оптимальной траектории. Так, допущение о стабилизации координаты  $a(t)$  на уровне  $\pm a_{\max}$  на всех интервалах постоянства управляющего воздействия обуславливает равенство интервала 0-1, длительность которого обозначена как  $T_{sa0}$ , интервалу 1-2, поскольку снижение  $\varepsilon(t)$  на участке 1-2 от значения  $\varepsilon_1$ , обозначенного как  $\varepsilon_{\max0}$ , происходит с тем же темпом  $a_{\max}$ , с которым происходило нарастание  $\varepsilon(t)$  на участке 0-1 до уровня  $\varepsilon_{\max0}$ . Вместе с тем, симметрия диаграмм на участках 0-4 и 4-8 обуславливает равенство интервалов 0-1, 1-2 интервалам 6-7, 7-8.

Определив длительность интервала 1-2 как  $T_{sa0}$ , найдём координаты точки 2:

$$\varepsilon_2 = 0; \omega_2 = a_{\max} T_{sa0}^2 = \omega_{\max}; \varphi_2 = a_{\max} T_{sa0}^3; \Omega_2 = \frac{7}{12} a_{\max} T_{sa0}^4; \Phi_2 = \frac{1}{4} a_{\max} T_{sa0}^4. \quad (4)$$

Для дальнейшего расчёта траектории режима «малого треугольника» необходимо установить длительность интервалов 2-3 и 3-4, которую обозначим  $T_{sa1}$ . Равенство этих интервалов обусловлено одинаковым темпом нарастания  $\varepsilon(t)$  от нуля до  $\varepsilon_{\max1}$  в точке 3 и снижения её до нуля в точке 4. Вместе с тем, симметрия диаграмм на участках 0-4 и 4-8 обуславливает равенство интервалов 2-3, 3-4 интервалам 4-5, 5-6.

Очевидным является неравенство  $T_{sa0} \neq T_{sa1}$ . Однако, специфика расчётной траектории обуславливает взаимосвязь между величинами интервалов  $T_{sa0}$  и  $T_{sa1}$ , определение которой позволит выразить все координаты характерных точек, и далее – параметры оптимального регулятора через длительность одного временного интервала, например,  $T_{sa0}$ . Соотношение  $T_{sa1}$  и  $T_{sa0}$  может быть установлено, исходя из необходимости снижения  $\varphi(t)$  на искомом интервале 3-4, равном  $T_{sa1}$ , до нуля от значения  $\varphi_3 = \varphi_{\max}$ , приобретенного на участке 0-3. Участок 0-3 включает как известные интервалы 0-1 и 1-3, равные  $T_{sa0}$ , так и неизвестный интервал 2-3 с искомой длительностью  $T_{sa1}$ . Продолжив аналитическое интегрирование до точки 4, найдём выражение  $\varphi_4$  через  $T_{sa0}$  и  $T_{sa1}$  и, приравняв его нулю, получим уравнение, из которого может быть найдено соотношение расчётных интервалов.

С целью упрощения выкладок ограничимся в точках 3 и 4 выводом выражений только для координат  $\varepsilon, \omega, \varphi$ , формирующих уравнение  $\varphi_4 = 0$ . Для точки 3 получим:

$$\varepsilon_3 = -a_{\max} T_{sa1}; \omega_3 = a_{\max} T_{sa0}^2 - \frac{1}{2} a_{\max} T_{sa1}^2; \varphi_3 = a_{\max} T_{sa0}^3 + a_{\max} T_{sa0}^2 T_{sa1} - \frac{1}{6} a_{\max} T_{sa1}^3. \quad (5)$$

В точке 4 координаты системы равны

$$\varepsilon_4 = 0; \omega_4 = a_{\max} T_{sa0}^2 - a_{\max} T_{sa1}^2; \varphi_4 = a_{\max} T_{sa0}^3 + 2a_{\max} T_{sa0}^2 T_{sa1} - a_{\max} T_{sa1}^3. \quad (6)$$

С учётом выражений (6) уравнение  $\varphi_4 = 0$  после деления на  $a_{\max}$  принимает вид

$$T_{sa0}^3 + 2 \cdot T_{sa0}^2 \cdot T_{sa1} - T_{sa1}^3 = 0. \quad (7)$$

Рассмотрим уравнение (7), введя обозначения

$$a = T_{sa0}, \quad x = T_{sa1}, \quad (8)$$

где  $a$  – предопределённая положительная величина;  $x$  – неизвестная.

Выполним решение кубического уравнения

$$x^3 - 2 \cdot a^2 \cdot x - a^3 = 0, \quad (9)$$

определив подбором корень  $x = -a$ , не имеющий физического смысла как временной интервал при расчёте траектории. Разделив (9) на двучлен  $(x+a)$ , получим квадратное уравнение

$$x^2 - a \cdot x - a^2 = 0, \quad (10)$$

неотрицательный корень которого равен

$$x = a \frac{1 + \sqrt{5}}{2}. \quad (11)$$

С учётом обозначений (8) получим из (11) соотношение временных интервалов для расчётной траектории режима «малого треугольника»

$$T_{sa1} = T_{sa0} \frac{1 + \sqrt{5}}{2}, \quad (12)$$

подстановка которого в (5), (6) вместе с последующим расчётом  $\Omega_3, \Phi_3, \Omega_4, \Phi_4$  позволит выразить все координаты состояния в точках 3, 4 через  $T_{sa0}$ :

$$\begin{aligned} \varepsilon_3 = -\frac{1 + \sqrt{5}}{2} a_{\max} T_{sa0}; \quad \omega_3 = \frac{1 - \sqrt{5}}{4} a_{\max} T_{sa0}^2; \quad \varphi_3 = \frac{7 + 2\sqrt{5}}{6} a_{\max} T_{sa0}^3; \\ \Omega_3 = \frac{27 + 11\sqrt{5}}{16} a_{\max} T_{sa0}^4; \quad \Phi_3 = \frac{379 + 165\sqrt{5}}{240} a_{\max} T_{sa0}^5, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\varepsilon_4 = 0; \quad \omega_4 = -\frac{1 + \sqrt{5}}{2} a_{\max} T_{sa0}^2; \quad \varphi_4 = 0; \quad \Omega_4 = \frac{61 + 27\sqrt{5}}{24} a_{\max} T_{sa0}^4; \quad \Phi_4 = \frac{123 + 55\sqrt{5}}{24} a_{\max} T_{sa0}^5. \quad (14)$$

Следует отметить, что согласно (13) момент перехода  $\omega(t)$  через ноль не соответствует точке 3 переключения управляющего воздействия, что принципиально отличает рассчитываемую траекторию от аналогичной траектории системы четвёртого порядка [3].

Дальнейшего интегрирования на интервале 4-8 можно избежать, определив координаты точек 5, 7, соответствующих характерным точкам  $X_{13}, X_{14}$ , на основании симметрии оптимальной траектории с учётом инверсии знака нечётных канонических координат:

$$\begin{aligned} \varepsilon_5 = +\frac{1 + \sqrt{5}}{2} a_{\max} T_{sa0}; \quad \omega_5 = \frac{1 - \sqrt{5}}{4} a_{\max} T_{sa0}^2; \quad \varphi_5 = -\frac{7 + 2\sqrt{5}}{6} a_{\max} T_{sa0}^3; \\ \Omega_5 = \frac{27 + 11\sqrt{5}}{16} a_{\max} T_{sa0}^4; \quad \Phi_5 = \frac{2081 + 935\sqrt{5}}{240} a_{\max} T_{sa0}^5, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\varepsilon_7 = -a_{\max} T_{sa0}; \quad \omega_7 = \frac{1}{2} a_{\max} T_{sa0}^2; \quad \varphi_7 = -\frac{1}{6} a_{\max} T_{sa0}^3;$$

$$\Omega_7 = \frac{1}{24} a_{\max} T_{sa0}^4; \quad \Phi_7 = \frac{1229 + 550\sqrt{5}}{120} a_{\max} T_{sa0}^5. \quad (16)$$

Получив значения канонических координат системы для всех четырёх характерных точек  $X_{11}$ ,  $X_{12}$ ,  $X_{13}$ ,  $X_{14}$ , которые в сквозной нумерации (рис.2) обозначены как 1, 3, 5, 7 соответственно, составим систему уравнений переключения регулятора  $R_\Phi$ :

$$\left. \begin{aligned} -\Phi_1 + K_{\Phi\Omega} \cdot \Omega_1 - K_{\Phi\varphi} \varphi_1 + K_{\Phi\omega} \cdot \omega_1 - K_{\Phi\varepsilon} \cdot \varepsilon_1 &= 0 \\ -\Phi_3 + K_{\Phi\Omega} \cdot \Omega_3 - K_{\Phi\varphi} \varphi_3 + K_{\Phi\omega} \cdot \omega_3 - K_{\Phi\varepsilon} \cdot \varepsilon_3 &= 0 \\ -\Phi_5 + K_{\Phi\Omega} \cdot \Omega_5 - K_{\Phi\varphi} \varphi_5 + K_{\Phi\omega} \cdot \omega_5 - K_{\Phi\varepsilon} \cdot \varepsilon_5 &= 0 \\ -\Phi_7 + K_{\Phi\Omega} \cdot \Omega_7 - K_{\Phi\varphi} \varphi_7 + K_{\Phi\omega} \cdot \omega_7 - K_{\Phi\varepsilon} \cdot \varepsilon_7 &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (17)$$

Решение системы уравнений (17) позволяет определить аналитические выражения коэффициентов обратных связей регулятора  $R_\Phi$  как функции расчётной длительности интервалов постоянства управляющего воздействия  $T_{sa0}$ :

$$\begin{aligned} K_{\Phi\Omega} &= \frac{395 + 177\sqrt{5}}{155} T_{sa0}; & K_{\Phi\varphi} &= \frac{1075 + 491\sqrt{5}}{200} T_{sa0}^2; \\ K_{\Phi\omega} &= \frac{9335 + 4174\sqrt{5}}{930} T_{sa0}^3; & K_{\Phi\varepsilon} &= \frac{5565 + 2259\sqrt{5}}{1200} T_{sa0}^4. \end{aligned} \quad (18)$$

Определив  $\Phi_8 = 2 \cdot \Phi_4$  на основании симметрии расчётных диаграмм, получим достаточно простую взаимосвязь заданного значения  $\Phi^* = \Phi_8$  с расчётным интервалом времени:

$$\Phi_4 = \frac{123 + 55\sqrt{5}}{12} a_{\max} T_{sa0}^5 = \Phi^*, \quad (19)$$

откуда найдём выражение интервала  $T_{sa0}$  как функции заданного значения регулируемой координаты, воспроизводимой системой пятого порядка на расчётной траектории движения:

$$T_{sa0} = 5 \sqrt{\frac{12 \cdot \Phi^*}{a_{\max} (123 + 55\sqrt{5})}}. \quad (20)$$

Подстановка (20) в (18) позволяет представить параметры оптимального регулятора как явные аналитические функции задающего воздействия и расчётного уровня ограничения пятой производной  $a_{\max}$  регулируемой координаты. Опустим результаты такой подстановки из соображений их громоздкости, отметив, что последовательность формул (20), (18) представляет собой алгоритм самонастройки системы на оптимальную по быстродействию отработку заданного значения выходной координаты  $\Phi^*$  в режиме «малого треугольника».

Верхняя граница диапазона реализуемости траектории данной формы может быть определена из системы неравенств

$$\varepsilon_{\max} \leq \varepsilon_{\max}^*; \omega_{\max} \leq \omega_{\max}^*; \varphi_{\max} \leq \varphi_{\max}^*; \Omega_{\max} \leq \Omega_{\max}^*, \quad (21)$$

описывающих условия непревышения заданных уровней ограничений координат, обозначенных символом «\*», достигаемыми на расчётной траектории максимальными значениями

$$\varepsilon_{\max} = \varepsilon_3; \omega_{\max} = \omega_4; \varphi_{\max} = \varphi_3; \Omega_{\max} = \Omega_4, \quad (22)$$

путём подстановки в систему (21) выражений (22) и (20) и разрешения неравенств относительно  $\Phi^*$ .

Представление коэффициентов обратных связей релейной системы, синтезированной методом N-і переключений, функциями одной переменной  $T_{sa0}$  позволяет аналитически выполнить оценку устойчивости скользящего режима такой системы. Регулятор  $R_{\Phi}$ , коэффициенты (18) функции переключения которого были определены в настоящей работе, образует с объектом управления систему пятого порядка. Однако, с учетом понижения на единицу порядка линеаризованной системы в скользящем режиме проверка устойчивости её внешнего контура сводится к анализу характеристического уравнения четвёртого порядка вида

$$1 + K_{\Phi\Omega} \cdot p + K_{\Phi\varphi} \cdot p^2 + K_{\Phi\omega} \cdot p^3 + K_{\Phi\varepsilon} \cdot p^4 = 0. \quad (23)$$

Корни многочлена четвёртого порядка не могут быть найдены в общем виде, поэтому с целью проверки устойчивости скользящего режима регулятора  $R_{\Phi}$  системы (2) составим для уравнения (23) систему неравенств с использованием определителя Гурвица и его диагональных миноров согласно [4]:

$$K_{\Phi\omega} > 0; \begin{vmatrix} K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} \\ K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} \end{vmatrix} > 0; \begin{vmatrix} K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} & 0 \\ K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} & 1 \\ 0 & K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} \end{vmatrix} > 0; \begin{vmatrix} K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} & 0 & 0 \\ K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} & 1 & 0 \\ 0 & K_{\Phi\omega} & K_{\Phi\Omega} & 0 \\ 0 & K_{\Phi\varepsilon} & K_{\Phi\varphi} & 1 \end{vmatrix} > 0. \quad (24)$$

Положительные значения всех коэффициентов обратных связей вытекают из вида выражений (18), следовательно условие устойчивости (24) сводится к положительности предпоследнего минора определителя Гурвица [4], что приводит к неравенству:

$$K_{\Phi\Omega}(K_{\Phi\omega}K_{\Phi\varphi} - K_{\Phi\varepsilon}K_{\Phi\Omega}) - K_{\Phi\omega}^2 > 0. \quad (25)$$

Подстановка в неравенство (25) коэффициентов (18), представленных явными функциями неотрицательного интервала  $T_{sa0}$ , позволяет упростить данное неравенство до вида

$$\frac{1060113465 + 174097159\sqrt{5}}{4324500} T_{sa0}^6 > 0,$$

который однозначно свидетельствует об устойчивости скользящего режима  $R_{\Phi}$ , возникающего после отработки режима «малого треугольника».

На рис.3 представлен результат моделирования переходного процесса в системе управления нейтрально-устойчивым объектом с настройкой  $R_{\Phi}$  по формулам (20), (18) для случая  $\Phi^*=1, a_{\max}=1000$ . Настройка внутренних контуров выполнена по результатам работы [1] с учётом (22). Отметим, что обеспечение всех единичных пере-



ключений регулятором  $R_\Phi$  не противоречит сохранению в структуре системы управления внутренних контуров, на которые возлагается функция изменения масштаба сигнала  $R_\Phi$  с  $\Omega_{\max}$  на  $a_{\max}$  в соответствии с уравнениями (2). Такое структурное решение приводит к непродуктивному использованию мощности контроллера, но способствует удержанию изображающей точки системы вблизи расчётной траектории при ударном приложении возмущающих воздействий.

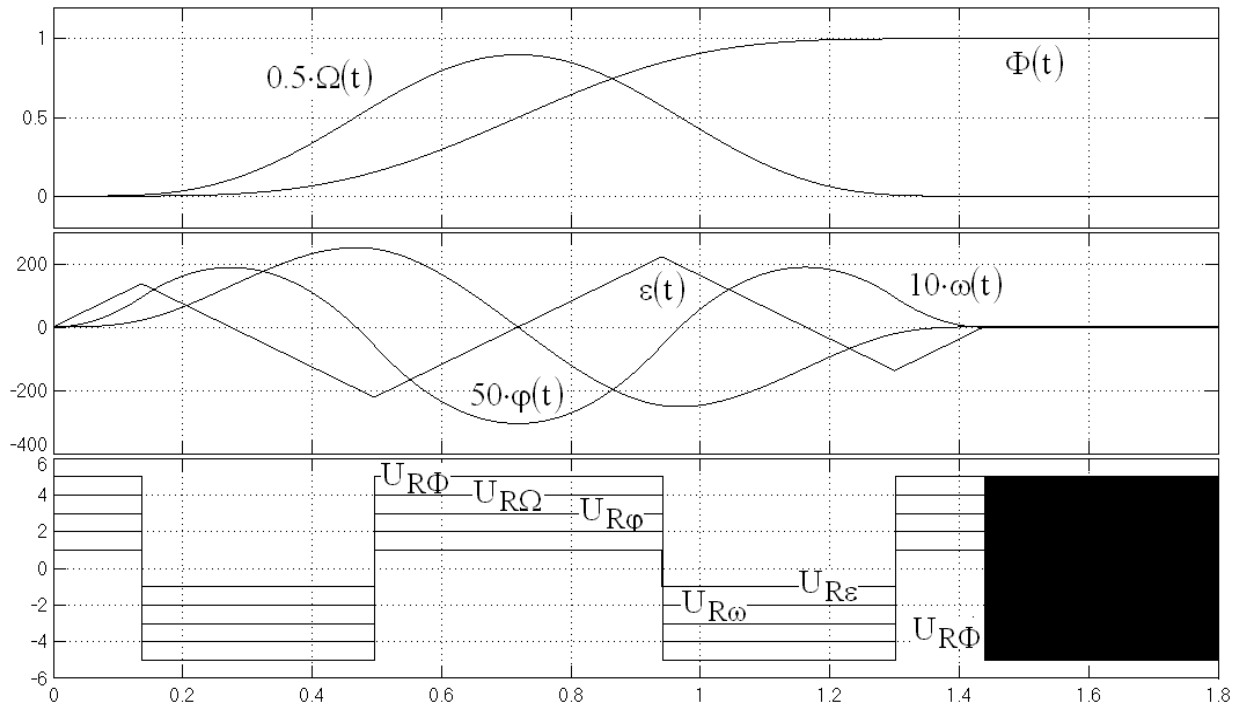


Рисунок 3 – Переходные процессы в синтезированной системе

Сигналы регуляторов показаны на рис.3 в относительных единицах с кратными масштабами, визуально уменьшающими амплитуду сигнала по мере подчиненности регулятора. Диаграммы управляющих сигналов демонстрируют синхронные переключения каскада (2) при отработке режима «малого треугольника». Данный режим является частным случаем работы СПР, ориентированной на воспроизведение траекторий более общей формы. Характер переключений  $R_\Phi$  удовлетворяет требованиям теоремы об  $N$  интервалах, что свидетельствует об оптимальности синтезированной системы по быстродействию. Соответствие диаграмм переходных процессов, приведенных на рис.3, их расчётному виду, приведенному на рис.2, свидетельствует о корректности аналитических результатов работы.

**Выводы.** Непосредственное применение теоремы об  $N$  интервалах в составе оригинальной процедуры определения параметров методом  $N-i$  переключений обеспечивает системе пятого порядка предельное быстродействие в режиме «малого треугольника». Простота настроек оптимального регулятора по формулам (20), (18) открывает перспективы применения результатов данной работы при построении адаптивных цифровых систем управления. Выполненное доказательство устойчивости скользящего режима синтезированного регулятора позволяет исключить из процедуры самонастройки какие-либо операции, связанные с проверкой устойчивости при обновлении параметров, и обеспечивает экономию вычислительных ресурсов контроллера. Представленные исследования выполнены для контура управления нейтрально-устойчивым объектом. Однако полученные аналитические выражения коэффициентов обратных

связей относятся к каноническим координатам, что допускает распространение результатов данной работы на все синтезированные методом N-й переключений системы пятого порядка, замкнутые по старшим производным выходной величины.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию режима малых перемещений двухмассовой электромеханической системы методом N-й переключений на подвижных границах области / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Электротехнические и компьютерные системы: научно-технический журнал Одесского национального политехнического университета. – К.: «Техника». – 2011. – С.89-91.
2. Фельдбаум А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем / Фельдбаум А.А. – М.: Наука, 1966. – 624с.
3. Дерез А.Л. Синтез релейной системы четвертого порядка методом N-й переключений в контексте теоремы об N интервалах / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Вестник НТУ ХПИ: сборник научных трудов. Серия: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Х.: НТУ «ХПИ». – 2013. – №36(1009). – С.240-243.
4. Юревич Е.И. Теория автоматического управления / Юревич Е.И. – Л.: «Энергия», 1969. – 375с.: ил.

Поступила в редколлегию 03.02.2014.

УДК 621.313.322

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

Дніпродзержинський державний технічний університет

### ПОРІВНЯЛЬНА ОЦІНКА ЕНЕРГЕТИЧНИХ ТА ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ ПОКАЗНИКІВ СТАТИЧНИХ ЗБУДЖУВАЧІВ СИНХРОННИХ МАШИН

**Вступ.** Відповідно до сучасних вимог до кратності форсування струму або напруги збудження синхронних машин (СМ) статичні напівпровідникові збуджувачі (СНЗ) в номінальному режимі роботи мають великі кути керування, споживають значну реактивну потужність і створюють потужність викривлення, тобто мають невисокі енергетичні показники. Надійність і ефективність процесу гасіння магнітного поля СМ цілком залежать від можливості інвертування в умовах посадок напруги в електромережі. Крім того, швидкодія режиму форсування струму збудження цілком визначається сталою часу контура збудження. Тому підвищення енергетичних показників і експлуатаційних характеристик сучасних СНЗ зберігає свою актуальність.

Сучасні статичні системи збудження СМ потужністю більше 100 кВт повинні забезпечувати форсування струму збудження кратністю не менше 1,4 номінального значення при зниженні напруги живлення збуджувача до 0,8 номінальної або 1,75 номінальної напруги СНЗ при номінальному живленні [1].

Найбільше поширення для живлення обмотки збудження синхронних двигунів отримали напівпровідникові збуджувачі, що виконуються за трифазною нульовою і мостовою симетричною схемами випрямлення, хоча в деяких випадках застосовуються несиметричні мостові збуджувачі.

**Постановка задачі.** Задачею цієї публікації є аналіз та обрання раціональної силової схеми статичних збуджувачів для синхронних двигунів та синхронних машин, що працюють в режимі генератора автономних генеруючих установок (АГУ).

**Результати роботи.** Необхідність забезпечення режиму форсування напруги збудження призводить до того, що потужність випрямного трансформатора вибирається за максимальною випрямленою напругою  $U_{f0}$  і номінальним струмом збудження  $I_{fn}$ . Максимальна випрямлена напруга в режимі форсування [2]

$$U_{f0} = \frac{U_{fn} \cdot K_f}{K_H (1 - A \cdot \frac{u_k \%}{100})}, \quad (1)$$

де  $U_{fn}$  – номінальна напруга збудження;  $K_f$  – коефіцієнт форсування напруги збудження;  $K_H$  – коефіцієнт зниження напруги, що живить систему збудження;  $A$  – коефіцієнт нахилу зовнішньої характеристики випрямляча:  $A = 0,87$  для трифазної нульової схеми;  $A = 0,5$  для трифазної мостової схеми;  $u_k\%$  – напруга короткого замикання трансформатора, %.

Приймаючи до уваги, що згідно з [1]  $K_f=1,75$ ;  $K_H=0,8$ ;  $u_k\% = 4,5...10\%$ , отримуємо за виразом (1) максимального значення випрямленої напруги:

для нульової схеми  $U_{f0}=(2,276 \dots 2,396) \cdot U_{fn}$ ;

для мостових схем (симетричних і несиметричних)  $U_{f0}=(2,23 \dots 2,3) \cdot U_{fn}$ .

Діапазон регулювання вихідної напруги збуджувача для нульової та мостової схем [2]:

$$\begin{aligned} D_{\text{нул.}} &= \frac{U_{fn}}{U_{f0}} = \cos \alpha; D_{\text{нул.}} = (0,439...0417); \\ D_{\text{м.с.}} &= \frac{U_{fn}}{U_{f0}} = \cos \alpha; D_{\text{м.с.}} = (0,448...0435); \\ D_{\text{м.н.}} &= \frac{U_{fn}}{U_{f0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}; D_{\text{м.н.}} = (0,724...0,718). \end{aligned} \quad (2)$$

Потужність випрямного трансформатора:

- для трифазної нульової схеми

$$S_T = 1,345 \cdot U_{f0} \cdot I_{fn} = (3,06...3,22) \cdot P_{fn},$$

- для трифазної мостової симетричної і несиметричної схем

$$S_T = 1,045 \cdot U_{f0} \cdot I_{fn} = (2,23...2,40) \cdot P_{fn}.$$

Оскільки потужність трансформатора перевищує в три рази номінальну потужність збуджувача, тому використовувати трифазну нульову схему недоцільно.

Визначимо енергетичні показники мостових симетричних та напівкерованих збуджувачів відповідно до методики [2]

Приймаючи  $D = 0,5$ , отримуємо:

- для трифазної мостової симетричної схеми:  $\cos \alpha = 0,5, \alpha = 60^\circ$ ;
- для трифазної мостової напівкерованої схеми:

$$D = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \cos \alpha = 2D - 1, \alpha = 90^\circ. \quad (3)$$

Споживана активна потужність  $P_{fn}$ :

- для симетричної схеми:

$$P_{\text{фн}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m I_{\text{фн}} \cos \alpha = 0,827 U_m I_{\text{фн}} ; \quad (4)$$

- для несиметричної схеми:

$$P_{\text{фн}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m I_{\text{фн}} (1 + \cos \alpha) = 0,827 U_m I_{\text{фн}} . \quad (5)$$

Споживана реактивна потужність  $Q_{\text{фн}}$ :

- для симетричної схеми:

$$Q_{\text{фн}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m I_{\text{фн}} \sin \alpha = \frac{3\sqrt{3}}{3,14} U_m I_{\text{фн}} 0,866 = 1,433 U_m I_{\text{фн}} ; \quad (6)$$

- для несиметричної схеми:

$$Q_{\text{фн}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m I_{\text{фн}} \sin \alpha = 0,827 U_m I_{\text{фн}} . \quad (7)$$

Коефіцієнт зсуву:

- для симетричної схеми  $\cos \varphi = 0,5$  ;

- для несиметричної схеми  $\cos \varphi = \sqrt{D} = \sqrt{0,5} = 0,707$  . (8)

Коефіцієнт викривлення:

- для симетричної схеми:

$$v_{i \text{ н.}} = \frac{3}{\pi} = 0,955 ; \quad (9)$$

- для несиметричної схеми:

$$v_{i \text{ і.}} = \frac{\sqrt{6D}}{\pi \sqrt{1 - \frac{1,57}{3,14}}} = \frac{\sqrt{6 \cdot 0,5}}{3,14 \sqrt{1 - \frac{1,57}{3,14}}} = 0,78 . \quad (10)$$

Коефіцієнт потужності:

- для симетричної схеми:

$$\chi_{i \text{ н.}} = D \frac{3}{\pi} = 0,477 ; \quad (11)$$

- для несиметричної схеми:

$$\chi_{i \text{ і.}} = \frac{D\sqrt{6}}{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} = \frac{0,5\sqrt{6}}{3,14 \sqrt{1 - \frac{1,57}{3,14}}} = 0,552 . \quad (12)$$

Як видно з наведених співвідношень, істотним недоліком сучасних симетричних збуджувачів СМ порівняно з несиметричними є зниження коефіцієнта потужності на 13,59% і зростання реактивної потужності на 42,3%.

Таким чином, при існуючій кратності форсування напруги ( $K_f=1,8$ ) сучасні симетрично керовані тиристорні збуджувачі є значними споживачами реактивної потужності  $Q_{\text{фн}}/P_{\text{фн}} = 1,6 \dots 2,9$ , а споживана ними з мережі повна потужність перевищує потужність збудження в 2...3,9 рази, що призводить, у свою чергу, до зменшення наявної реактивної потужності при номінальному навантаженні СМ до 33%

[1], тобто істотно знижується можливість компенсації реактивної потужності в даному вузлі навантаження.

Оцінимо вплив кратності форсування напруги ( $K_f=1,8$ ) на енергетичні показники симетричних збуджувачів в режимі інвертування при гасінні магнітного поля СМ.

Середнє значення випрямленої напруги збуджувача при номінальному збудженні синхронної машини, як відомо, пропорційне косинусу кута регулювання ( $\cos\alpha$ ) без обліку втрати напруги в елементах перетворювача.

У процесі гасіння поля вхідна напруга інвертора буде пропорційна косинусу кута інвертування ( $\cos\beta$ ) за інших рівних умов. Для забезпечення нормального процесу інвертування необхідно забезпечити співвідношення  $\beta \geq \gamma + \delta$ , де  $\gamma$  – кут комутації;  $\delta$  – кут, відповідний часу відновлення запиральних властивостей тиристорів збуджувача. Мінімально припустимий кут інвертування  $\beta_{\min} = 15 \dots 30^\circ$ .

Визначимо початковий кут регулювання тиристорів в режимі інвертування збуджувача, тобто при

$$U_{fu} = K_f \cdot U_f. \quad (13)$$

Після підстановки і перетворень рівнянь зовнішніх характеристик збуджувача в режимах випрямлення й інвертування отримуємо

$$\cos\beta = K_f \cos\alpha, \quad (14)$$

звідки кут керування при номінальному збудженні визначиться залежністю

$$\alpha_0 = \arccos \left[ \frac{\cos(\gamma + \delta)}{K_f} \right]. \quad (15)$$

Приймаючи  $\beta \geq \gamma + \delta = 15^\circ \dots 30^\circ$ ,  $K_f = 1,8$ , знайдемо значення кута  $\alpha_0 = 57^\circ \dots 61^\circ$ . Тоді значення реактивної потужності, яка споживається в режимі інвертування, складе

$$Q_{fH} = \operatorname{tg} \alpha_0 P_{fH} = (1,539 \dots 1,804) P_{fH}, \quad (16)$$

тобто більш ніж у півтора рази перевищить необхідну активну потужність збудження.

Значного покращення енергетичних показників можна досягти застосуванням несиметричних мостових збуджувачів, які дозволяють не тільки знизити споживання реактивної потужності, але і значно спростити силовий перетворювач заміною анодної або катодної групи керованих вентилів діодами з одночасним скороченням у два рази каналів керування.

Розглянемо несиметричний збуджувач з примусовим вимиканням тиристорів зустрічною напругою ємнісного накопичувача енергії (рис.1).

При синхронному ході в режимі номінального збудження катодна група випрямляча UL працює з кутами керування, близькими до  $\alpha_H = \frac{\pi}{2}$ . Ємнісний накопичувач енергії С (ЄНЕ) заряджається від UL через діод VD до амплітудного значення напруги випрямляча з полярністю, зображеною на рис.1.

В режимі форсування напруги знімаються керуючі імпульси з тиристорів UL та подаються керуючі імпульси на тиристор VS1, що призводить до розряду ЄНЕ на обмотку збудження (ОЗ) і вимикання тиристорів UL. На час, відповідний чверті коливального розряду ЄНЕ, кути керування тиристорами UL встановлюються рівними нулю.

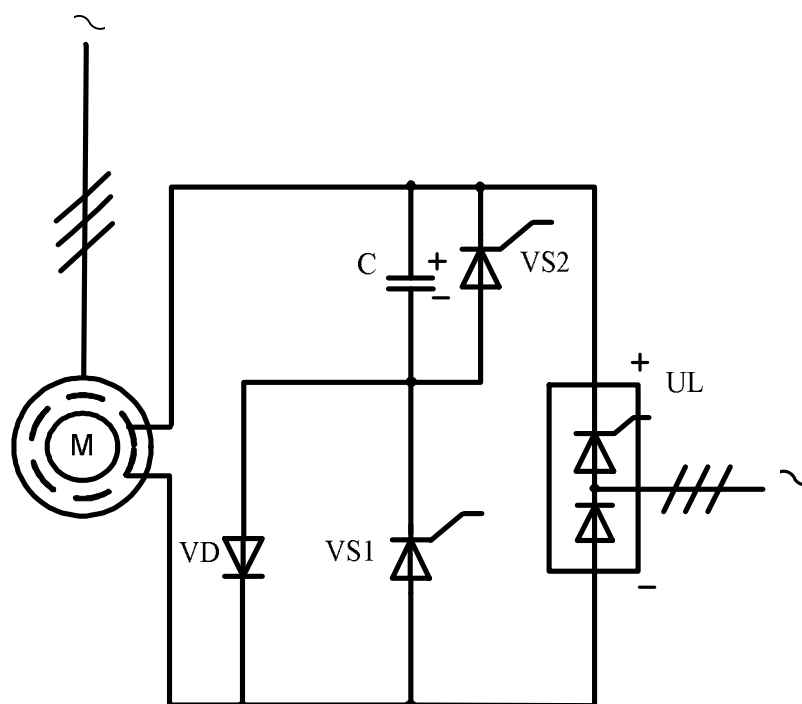


Рисунок 1 – Схема збуджувача з вимиканням тиристорів збуджувача зустрічною напругою ЄНЕ

Перезаряджений ЄНЕ вмикає тиристор VS1, струм збудження досягає форсованого значення, а тиристор VS2 шунтує ЄНЕ.

В режимі гасіння магнітного поля знімаються керуючі імпульси з тиристорів UL і вмикається тиристор VS1. В процесі коливального розряду струм збудження змінюється по колу (+) C – O3 – тиристор VS1 – (-) C. При зміні полярності на ЄНЕ останній розряджається через діод VD на обмотку збудження. Причому в режимі гасіння поля тиристор VS2 вимкнений.

Для порівняльної оцінки ефективності форсування струму збудження проведено експериментальні дослідження синхронної машини з запропонованим пристроєм і з серійними тиристорними збуджувачами. На рис.2, а) наведена осцилограма режиму форсування збудження емнісним накопичувачем енергії, а на рис.2, б) – осцилограма форсування напруги, характерна для серійних збуджувачів. Аналіз осцилограм (рис.2, а) і б)) показує, що час досягнення струмом збудження форсованого значення становить відповідно 0,008 і 0,16 с. Таким чином, при одній і тій самій кратності максимальної напруги збуджувача швидкодія розглянутого пристрою в режимі форсування збудження приблизно в 20 разів вища, ніж традиційних систем збудження.

Для порівняльної оцінки ефективності процесу гасіння поля СМ проведено експериментальні дослідження модельного синхронної машини типу МСА 12/4А наступних параметрів:  $P_n=12$  кВт;  $U_{1n}=380$  В;  $i_{1n}=21,6$  А;  $U_{fn}=22$  В;  $i_{fn}=21$  А;  $n_n=1500$  об/хв. При синхронному ході навантаженої машини проводилося гасіння поля збудження (рис.3).

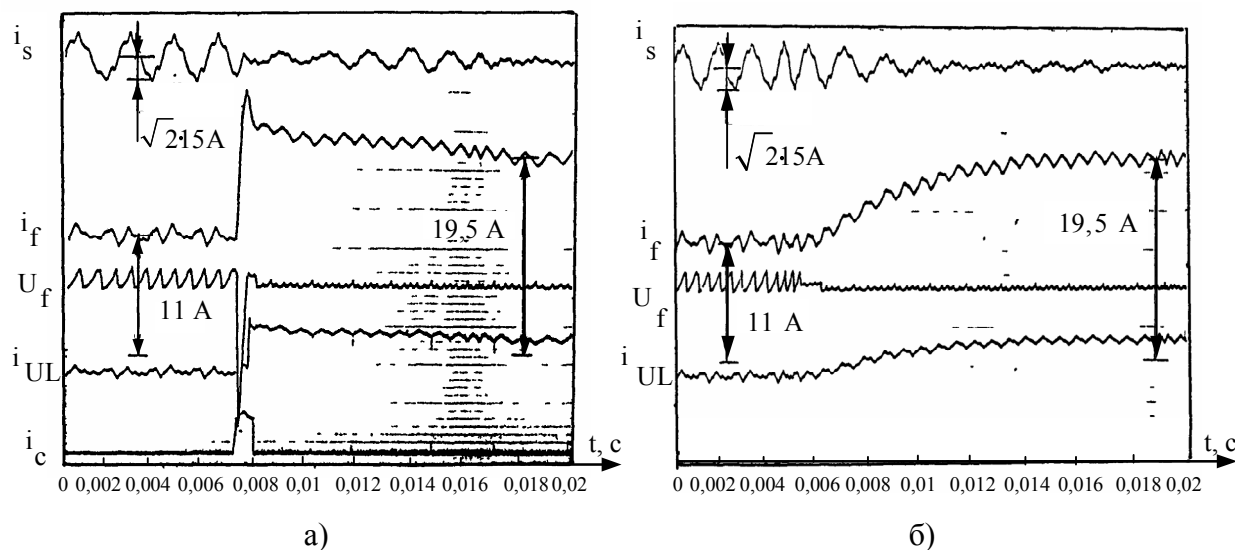
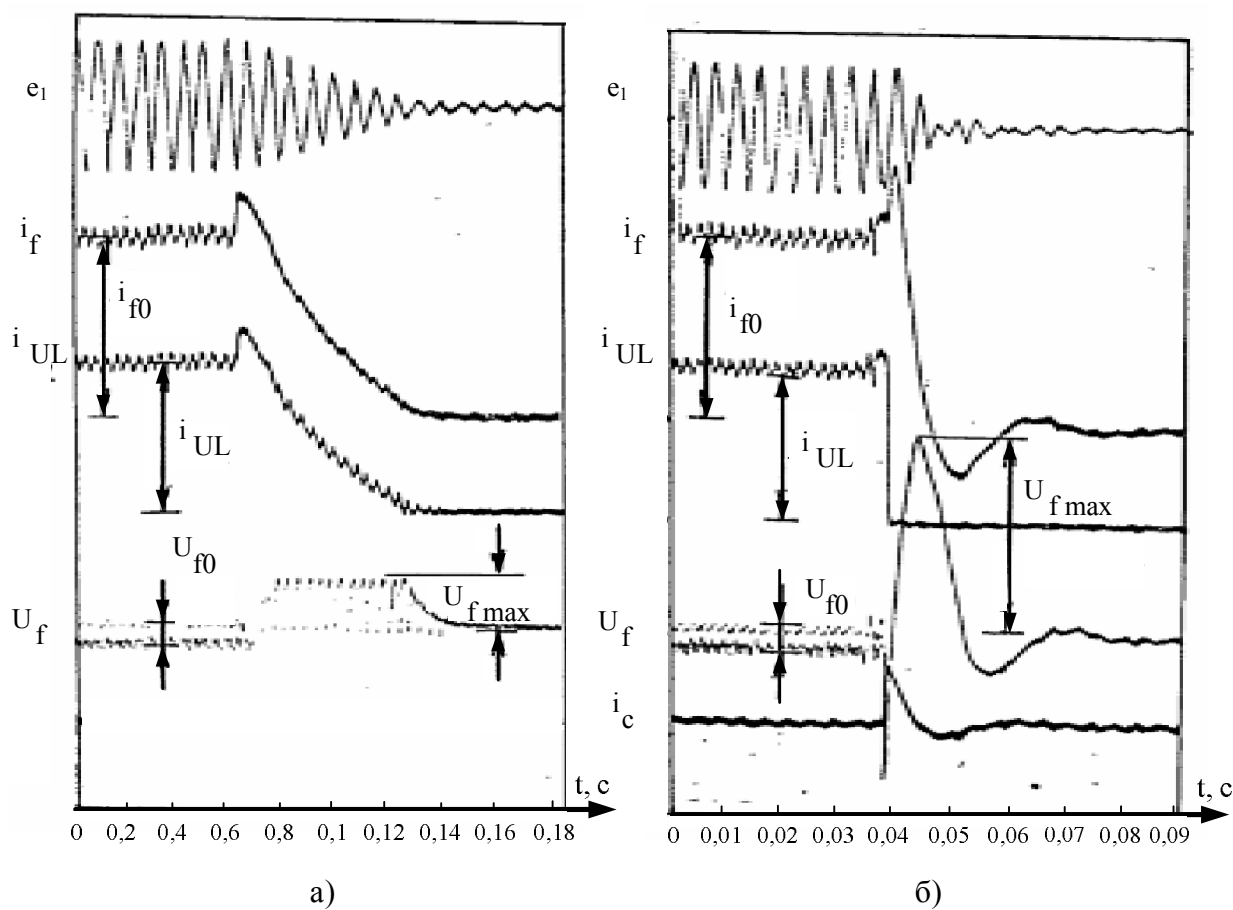


Рисунок 2 – Осцилограми режимів форсування струму збудження в запропонованому (а) і в існуючому збуджувачах (б)



а) при інвертуванні збуджувача;

б) при замиканні обмотки збудження на ємнісний накопичувач енергії

Рисунок 3 – Осцилограми процесу гасіння поля СМ

На рис. 3, а) наведена осцилограма процесу гасіння поля СМ при переводі збуджувача в інверторний режим з коефіцієнтом форсування напруги  $K_u=2,2$  при початковій нарузі 10 В і струмі 5 А. Час досягнення струмом збудження нульового значення склав 0,154 с.

На рис. 3, б) наведена осцилограма процесу гасіння поля СМ з ємнісним накопичувачем енергії і зворотним розрядом перезарядженої у процесі гасіння поля ємності. Кратність максимального значення перехідної напруги на обмотці збудження склала  $K_u = 8,0$ , що у понад 3,5 рази вища, ніж у попередньому випадку при ємності конденсатора  $C = 300$  мкФ. Час досягнення струмом збудження нульового значення склав 0,05с.

**Висновки.** 1. Несиметричні мостові збуджувачі дозволяють підвищити коефіцієнт потужності на 13% та зменшити споживання реактивної потужності до 40% в режимі номінального збудження в порівнянні з симетричними.

2. Швидкодія режиму форсування струму збудження з використанням несиметричного збуджувача з ЄНЕ на порядок вища порівняно з несиметричними без ЄНЕ.

3. Ефективність процесу гасіння поля збудження при наявності ЄНЕ не залежить від величини та наявності напруги живлення збуджувача, а час гасіння поля в 3 рази менший в порівнянні з режимом інвертування симетричного збуджувача без ЄНЕ.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Абрамович Б.Н. Возбуждение, регулирование и устойчивость синхронных двигателей / Б.Н.Абрамович, А.А.Круглый. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1983. –128с.
2. Стиоп Я.И. Повышение коэффициента мощности трёхфазных мостовых схем выпрямления / Я.И.Стиоп, В.М.Яров // Электротехника. – 1973. – № 9. – С.20-22.

*Надійшла до редколегії 17.12.2013.*