

4. ДСТУ 4178-2003. Комплекси технічних засобів систем керування та регулювання руху поїздів. Функційна безпечність і надійність. Вимоги та методи випробування. Київ. Держспоживстандарт України. 2003. – 31 с.

5. Чепцов М.Н., Вероятность опасного отказа микропроцессорного устройства управления движением поездов // Збірник наукових праць ДонІЗТ. Випуск 9, – 2007, – Донецьк, С. 68-73.

6. Сороко В.И., Розенберг Е.Н. Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики: Справочник: в 2 кн. Кн. 2. – 3-е изд. – М.: НПФ «ПЛАНЕТА», 2000, - 1008 С.

7. Грегори Р.Л. Глаз и мозг. Психология зрительного восприятия. М.: Прогресс, 1970, 271 С.

8. Сомов Е. Е. Клиническая анатомия органа зрения человека. Е. Е. Сомов - 3-е издание, переработ. и доп. - М.: МЕДпресс-информ, 2005. — 136 С.

9. Макаричев Г.В. Установка для исследования реакции глаза на внешние интенсивные засветки. Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. №38, 2007, С. 110-113.

10. Методы построения безопасных микроэлектронных систем железнодорожной автоматики. В.В. Сапожников, Вл. В. Сапожников, Х.А. Христов, Д.В. Гавзов; Под редакцией Вл. В. Сапожникова. - М.: Транспорт, 1995. - 272 с.

УДК 656.259.01/ .254.7

Кошевий М.С., аспірант (УкрДАЗТ)

**АВТОМАТИЧНА ЛОКОМОТИВНА СИГНАЛІЗАЦІЯ ЧИСЛОВОГО
КОДУ В УМОВАХ ШВИДКІСНОГО РУХУ ПОЇЗДІВ:
ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ЛОКОМОТИВНОГО ФІЛЬТРА ФЛ-25/75М**

Постановка проблеми. Задача суттєвого підвищення швидкості руху пасажирських поїздів останнім часом стає вкрай актуальною і для залізниць України. Але в умовах обмежених економічних можливостей українських залізниць організація швидкісного руху, що потребує радикальної комплексної модернізації всієї залізничної інфраструктури – рухомий склад, колія, енергопостачання, системи забезпечення безпеки руху поїздів, телекомунікаційні системи та ін., стає задачею складною.

При визначенні можливості застосування існуючих систем ІРРП на

залізничних лініях із підвищеною швидкістю руху дослідженню та аналізу підлягають ті системи, на функціонування яких за способом формування, передачі, прийому та обробки сигнальної інформації, фізичним принципом дії каналів передачі цієї інформації у будь-який спосіб безпосередньо або посередньо негативно впливає швидкість руху поїздів. Перш за все це комплекс систем сигнального авторегулювання (САР), що має дві складові – колійні пристрої формування та передачі сигнальної інформації і локомотивні пристрої прийому, дешифрації, відображення цієї інформації (пристрої автоматичної локомотивної сигналізації неперервного типу – АЛСН), контролю за діями машиніста і параметрами руху поїзда у відповідності до значення отриманої з колії сигнальної інформації (контролю пильності машиніста та швидкості руху поїзда).

В основу роботи експлуатованої локомотивної системи САР закладено принцип індуктивного зв'язку із поїздом, тому для неї справедливі закони електромагнітної індукції. При цьому якість роботи пристроїв САР обумовлюється як особливостями роботи рейкових кіл (РК) та конструкцією рейкової лінії із характерними для них видами завад, так і електромагнітною сумісністю із електрообладнанням рухомого складу. Знання цих завад і причин їх виникнення є важливим для забезпечення нормального функціонування локомотивних систем САР. Тому в роботі досліджується один із ключових елементів тракту передачі сигнальної інформації від колійних пристроїв на рухомий склад – локомотивний фільтр ФЛ-25/75М.

Аналіз досліджень та публікацій. Під завадами розуміються сторонні впливи, що спотворюють передані сигнали і перешкоджають їхньому правильному прийому. Дослідження, присвячені впливу електромагнітних завад на роботу АЛСН, активно проводилися ще в Радянському Союзі для ділянок залізниць з різними видами локомотивної тяги, але в умовах відсутності підвищених швидкостей руху поїздів (принаймні до 200 км/год) [1–4]. На теперішній час в Україні навіть в умовах подальшого підвищення енергоємності залізничного транспорту менш активно проводяться системні дослідження прояву різних за походженням і характером електромагнітних завад (адитивних і мультиплікативних, імпульсних одиночних або серії імпульсів, зосереджених або із широким частотним спектром, залежних або незалежних від швидкості руху поїздів) на залізничних лініях, особливо в межах залізничних станцій, при організації прискореного та швидкісного руху, що можуть негативно впливати на роботу систем ІРРП та локомотивних систем САР [5].

Мета роботи. Для визначення властивостей і можливостей окремих складових тракту передачі сигналів в теорії автоматичного керування використовують два основних види характеристик передаточної функції – частотні і часові. Тому визначитися із кількісними показниками перекручувань часових характеристик та прогнозувати реакцію окремих складових тракту передачі сигнальної інформації на вхідні сигнали будь-якої форми можливо лише при дослідженні і розрахунку аналітичних залежностей між їх вихідним та вхідним сигналами.

Мета досліджень – визначення динамічних властивостей локомотивного фільтра ФЛ-25/75М, які дозволяють за його реакцією на визначений відомий вплив, що описується елементарною математичною функцією (одинична ступінчаста функція $I(t)$), знайти реакцію на вплив будь-якого довільного виду $f(t)$.

Теоретичні передумови досліджень. Короткі імпульси завади, що індукуються в локомотивних приймальних котушках (ПК) і поступають на вхід фільтра, є джерелом живлення його реактивних елементів. Відповідно з цим накопичена елементами фільтра енергія магнітного та електричного полів буде збуджувати коливання в контурах фільтра та розсіюватися при їх виникненні на активні втрати у вигляді загасаючих гармонічних коливань із замиканням струму на виході фільтра через навантаження – локомотивний підсилювач. Частота цих коливань, природно, відповідає настроюванню фільтра на смуги його пропускання. Дослідження такого фізичного явища, що має місце при наявності елементів, здатних накопичувати електричну і магнітну енергію та розсіювати її із передачею на навантаження у вигляді аперіодичного ($\delta > \omega_c$), або загасаючого коливального процесу ($\delta < \omega_c$), проводилися попередньо і описані в [1–4].

Таким чином, будь-який короткий імпульс завади, що поступає на вхід фільтра, при проходженні через нього перетворюється в імпульс загасаючих гармонічних коливань частоти пропускання фільтра на його виході. Такі імпульсні завади на виході фільтра мають однакову частоту із корисними сигналами і можуть відрізнитися від них лише тривалістю імпульсів та інтервалів.

Накопичення енергії електромагнітного поля елементами фільтра з її подальшим розсіюванням протягом часу, що відповідає сталій часу фільтра, приводить до того, що в кодовому циклі на виході фільтра відбувається спотворення часових параметрів імпульсів та інтервалів із збереженням загальної довжини кодового циклу. На рисунку 1 зображено імпульсні послідовності циклу кода «З», записані на виході локомотивного фільтра, верхня – на вході РК, нижня – на його виході. Як видно з епюр

наруг, вони значно відрізняються рівнем (в дБ), але мають практично однакові часові характеристики, які не відповідають часовим параметрам числового коду, який формується кодовим колійним трансмітером (пунктирні вертикальні лінії, побудовані у відповідності до тривалості імпульсної послідовності числового коду «3») (таблиця 1).

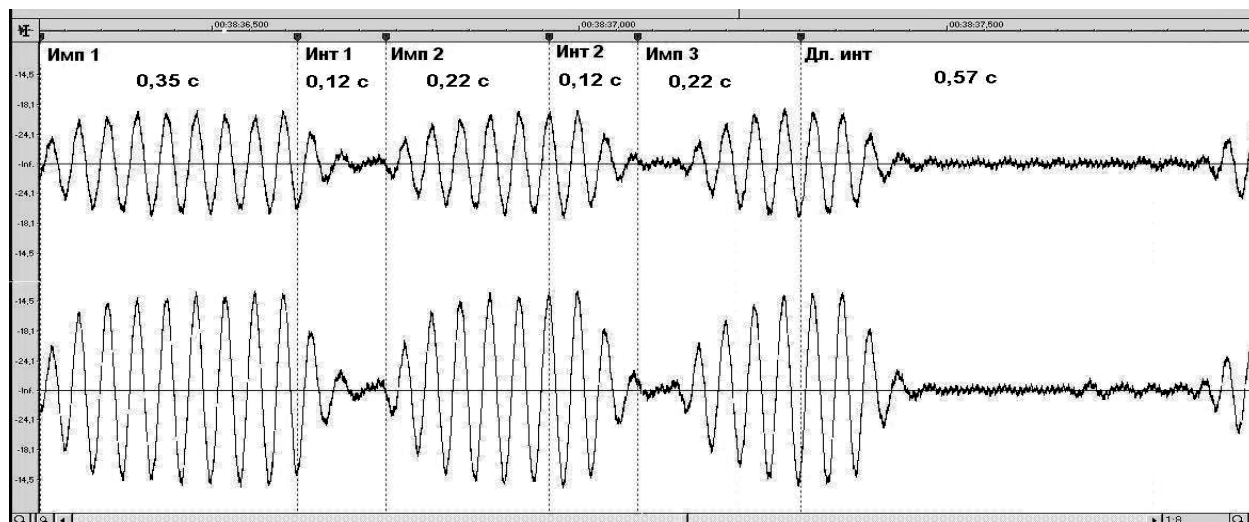


Рисунок 1 – Співвідношення між часовими параметрами коду «3» на вхідному і вихідному кінцях РК та кодового колійного трансмітера

Таблиця 1 – Узагальнені експериментальні данні по тривалості складових коду “3” на виході фільтру на вхідному та вихідному кінцях рейкового кола

Місце виміру	1-й імпульс	1-й інтервал	2-й імпульс	2-й інтервал	3-й імпульс	3-й інтервал
КПТ	0,35 с	0,12 с	0,22 с	0,12 с	0,22 с	0,57 с
Вхідний кінець РК	0,38 с	0,102 с	0,298 с	0,11 с	0,25 с	0,46 с
Вихідний кінець РК	0,417 с	0,07 с	0,33 с	0,08 с	0,28 с	0,44 с

Як видно із наведених даних, більший сигнальний струм вихідного кінця у більшій мірі спотворює часові параметри числового коду на вихідному кінці РК у порівнянні із його вхідним кінцем, подовжуючи імпульси та скорочуючи всі інтервали числового коду. Це пояснюється більшою енергією, що запасється в реактивних елементах фільтру при

більшому рівні наведеної ЕРС в ПК, якій сприяє більший сигнальний струм АЛС вихідного кінця РК.

Емпіри напруги числового коду на виході фільтра дають можливість зробити висновок, що для аналізу якості роботи каналу АЛС необхідно визначити спотворення параметрів числового коду, які виникають за рахунок інерційності реактивних елементів (L та C), що входять до складу фільтра і мають значні параметри по можливості накопичення енергії магнітного та електричного поля. Однією із основних таких характеристик фільтра є часова характеристика – перехідна (розгонна). Друга часова характеристика – імпульсна перехідна (вагова), може бути отримана взяттям похідної від отриманої перехідної характеристики.

В якості вхідного впливу, на який проводиться пошук реакції фільтра, використовується вплив, що має опис елементарної математичної функції – одиничної ступінчастої функції $1(t)$:

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1)$$

Як відомо, для побудови аналітичної моделі структури $h(t, \vec{a})$, представленої в неперервному часі за результатами експериментальних вимірювань, широко застосовується спосіб підбору математичної залежності, що апроксимує таку часову послідовність на підставі методу найменших квадратів [6, 7]. Наприклад, деякий пристрій має послідовність $\{x_k\}$, ($k = 1, \dots, k$) відліків перехідної характеристики $h(t)$. Відповідно до цієї характеристики можна вважати, що її часова структура може бути представлена у виді

$$h(t, \vec{a}) = p(t, \vec{a}) \cdot q(t), \quad (2)$$

де $q(t)$ - відома функція часу;

$p(t, \vec{a})$ - функція часу, аналітичний опис якої допускає певну свободу вибору; при цьому склад зведеної в вектор \vec{a} сукупності її параметрів залежить від цього вибору, а величини цих параметрів повинні бути оцінені на підставі вищезгаданої послідовності $\{x_k\}$, отриманої експериментально.

Величина середньоквадратичної помилки складатиме

$$R = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \{x_k - h(t_k, \vec{a})\}^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \{x_k - h_k(\vec{a})\}^2. \quad (3)$$

Тут $h_k(\vec{a}) = h(t_k, \vec{a})$, де t_k - моменти часу, в які виміряні відповідні величини x_k відліків. В загальному випадку функцію $h(t, \vec{a})$ необхідно вважати нелінійною за своїм параметром, тому оцінку $\hat{\vec{a}}$ вектора параметрів може бути знайдено в процесі послідовних наближень. У цьому випадку можна скористатися методикою, викладеною в Додатку II до [8]. Визначимо як $\hat{\vec{a}}(m)$ оцінку, що отримано в результаті m -го кроку наближення. Середній квадрат помилки, що досягається на m -му кроці, у відповідності із виразом (3) буде дорівнювати

$$R(m) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \{x_k - h_k[\hat{\vec{a}}(m)]\}^2. \quad (4)$$

Введемо позначення

$$D_k(m) = x_k - h_k[\hat{\vec{a}}(m)]. \quad (5)$$

Тоді вираження (4) можна записати у вигляді

$$R(m) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \{D_k(m)\}^2. \quad (6)$$

Позначивши як $\vec{\Delta}(m)$ вектор відмінності між оцінкою $\hat{\vec{a}}(m+1)$ вектора параметрів на $(m+1)$ -му кроці та оцінки $\hat{\vec{a}}(m)$ цього ж вектора на m -му кроці отримаємо, що

$$\hat{\vec{a}}(m+1) = \hat{\vec{a}}(m) + \vec{\Delta}(m). \quad (7)$$

Припустимо, що відмінність вектора \vec{a} дорівнює N , тобто $h(t, \vec{a})$ є

функцією з N параметрами. Це означає, що $h_k[\hat{a}(m)]$ представляє собою функцію N змінних. Запишемо розкладання функції $h_k[\hat{a}(m+1)] = h_k[\hat{a}(m) + \vec{\Delta}(m)]$ в ряд Тейлора відносно $\vec{\Delta}(m)$ у на околиці точки $\hat{a}(m)$ та утримаємо лише лінійні відносно $\vec{\Delta}(m)$ члени:

$$h_k[\hat{a}(m+1)] = h_k[\hat{a}(m)] + \sum_{n=1}^N \frac{\partial h_k[\hat{a}(m)]}{\partial a_n} \cdot \Delta_n, \quad (8)$$

де \hat{a}_n та Δ_n є n -ми компонентами відповідно векторів $\hat{\vec{a}}$ та $\vec{\Delta}$;

$$\frac{\partial h_k[\hat{a}(m)]}{\partial a_n} = \left. \frac{\partial h_k[\vec{a}(m)]}{\partial a_n} \right|_{\vec{a}=\hat{a}(m)}.$$

Змінюючи в (4) величину m на $(m+1)$ і підставляючи в отримане вираження співвідношення (8), маємо

$$\begin{aligned} R(m+1) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\{ x_k - h_k[\hat{a}(m)] - \sum_{n=1}^N \frac{\partial h_k[\hat{a}(m)]}{\partial a_n} \cdot \Delta_n \right\}^2 = \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\{ D_k(m) - \sum_{n=1}^N \frac{\partial h_k[\hat{a}(m)]}{\partial a_n} \cdot \Delta_n \right\}^2. \end{aligned} \quad (9)$$

У відповідності до останнього вираження середній квадрат помилки, що досягається на $(m+1)$ кроці наближення, є квадратичною функцією величини $\Delta_n (n=1, \dots, N)$ і коефіцієнти при квадратах величин Δ_n позитивні (в чому нескладно переконатися, підносячи (зводячи) вміст фігурних скобок вираження (8) в квадрат). Тому мінімум $R(m+1)$ як функції від $\Delta_n (n=1, \dots, N)$ єдиний і знаходиться в точці, що задовольняє наступним N співвідношенням:

$$\frac{\partial R(m+1)}{\partial \Delta_i} = 0, \quad i = 1, \dots, N. \quad (10)$$

Вирішивши систему рівнянь (10), отримаємо компоненти вектора $\vec{\Delta}(m)$ поправок до оцінки $\hat{\vec{a}}(m)$ вектора параметрів на m -му кроці та зможемо, згідно із (7), розрахувати оцінку $\hat{\vec{a}}(m+1)$, після чого потрібно здійснити $(m+1)$ -й крок послідовного наближення й т. д. Процес послідовних наближень закінчується по досягненню збіжності числових значень компонент оцінок вектора $\hat{\vec{a}}$.

Дослідження перехідної характеристики локомотивного фільтра ФЛ-25/75М. Використаємо описану вище процедуру послідовних наближень для оцінки параметрів аналітичної моделі перехідної характеристики локомотивного фільтра ФЛ-25/75М. Осцилограму цієї характеристики, що отримана експериментально, приведено на рисунку 2.

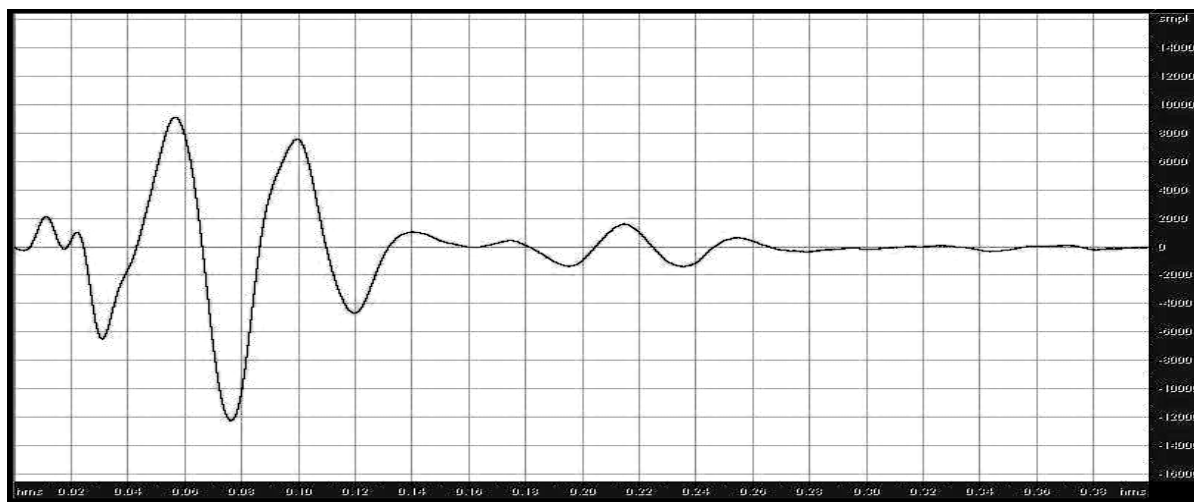


Рисунок 2 – Експериментальна перехідна функція фільтра ФЛ-25/75М

Її вигляд дозволяє припустити, що вона (за виключенням ділянки швидких коливань малої амплітуди, яка займає діапазон часу від 0 до 0,025с) може бути описана, як добуток якоїсь кривої, що обгинає, і двох синусоїдальних функцій

$$h(t, \vec{a}) = p(t, \vec{a}) \cdot \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cdot \sin(2\pi f_s t + \varphi_s), \quad (11)$$

де f_g – частота "високочастотної" синусоїди (для досліджуваного фільтра $f_g = 22,5$ Гц);

f_n – частота "низькочастотної" синусоїди (для досліджуваного фільтра $f_n = 3,85$ Гц);

φ_n та φ_g - початкові фази відповідних синусоїд.

Функція $p(t, \vec{a})$, що обгинає, формує загальне загасання процесу та його амплітуду, а добуток синусоїд формує заповнення цієї функції, що обгинає, а також і перескоки фази, які спостерігаються при $t \approx 0,16$ с та $t \approx 0,295$ с. Заповнення виду $\sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \cdot \sin(2\pi f_a t + \varphi_a)$ можна трактувати і як результат відомого в техніці зв'язку биття, викликаних підсумовуванням синусоїдальних коливань з частотами f_1 та f_2 , причому $(f_1 - f_2)/2 = f_n$, а $(f_1 + f_2)/2 = f_g$ [9, 10]. Однак математична інтерпретація заповнення не впливає на результат оцінки параметрів кривої, що обгинає.

Вибір виду математичної функції, яка описує криву, що обгинає, $p(t, \vec{a})$, є задачею, що не має очевидного і однозначного рішення; можна лише стверджувати, що це повинна бути гладка функція, оскільки крива, що обгинає, сама по собі не містить розривів (див. рисунок 1). Виберемо в якості такої функції суму квадратних експонент виду

$$p(t, \vec{a}) = A_1 \cdot e^{-\alpha_1(t-\tau_1)^2} + A_2 \cdot e^{-\alpha_2(t-\tau_2)^2} + \dots + A_L \cdot e^{-\alpha_L(t-\tau_L)^2}, \quad (12)$$

де кількість L членів суми визначається потрібною точністю апроксимації кривої, що обгинає; моменти часу $\tau_l (l=1, \dots, L)$ відомі і є точками, в яких вираження, що апроксимується, підганяється до експериментальних даних; параметри $A_1, A_2, \dots, A_L, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L$ є елементами вектора параметрів, що оцінюються

$$\vec{a} = (A_1 \ A_2 \ \dots \ A_L \ \alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_L)^T, \quad (13)$$

де знак "T" означає операцію транспонування матриці.

Конкретизувавши вираз перехідної характеристики як функції часу, введемо розрахункові співвідношення для реалізації процесу розрахунку параметрів цієї характеристики в ході послідовних наближень. Для цього

декілька перетворимо математичні вирази, які описують процедуру цих наближень. В вираженні (9) позначимо

$$H_{nk}(m) = \frac{\partial h_k[\hat{a}(m)]}{\partial a_n}, \quad (14)$$

в результаті чого (9) набуває наступний вигляд

$$R(m+1) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\{ D_k(m) - \sum_{n=1}^N H_{nk}(m) \cdot \Delta_n \right\}^2. \quad (15)$$

Підстановка (15) в (10) дає рівність

$$0 = -\frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \left\{ D_k(m) - \sum_{n=1}^N H_{nk}(m) \cdot \Delta_n \right\} \cdot H_{ik}(m),$$

звідкіля випливає, що

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N H_{nk}(m) \cdot H_{ik}(m) \cdot \Delta_n = \sum_{k=1}^K D_k(m) \cdot H_{ik}(m), \quad i=1, \dots, N. \quad (16)$$

Припускаючи H_{nk} та H_{ik} елементами якоїсь матриці \vec{H} і враховуючи, що елементи матриць \vec{H} та \vec{H}^T , пов'язані як $H_{ki} = H_{ik}$, отримаємо у відповідності із визначенням операції перемноження двох

прямокутних матриць [11], що величина $G_{ni} = \sum_{k=1}^K H_{nk} H_{ik}$ є елементом

матриці $\vec{G} = \vec{H} \vec{H}^T$, причому \vec{H} представляє собою прямокутну матрицю, що утворена N строками та K стовпцями. З урахуванням цього вираження (16) може бути переписано в матричному виді як

$$\vec{H}(m) \cdot \vec{H}(m) \vec{\Delta} = \vec{H}(m) \cdot \vec{d}(m),$$

де $\vec{d}(m)$ - вектор розмірності K , елементами котрого є величини $D_k(m)$.

Тоді

$$\vec{\Delta} = [\vec{H}(m)\vec{H}^T(m)]^{-1} \vec{H}(m) \cdot \vec{d}(m). \quad (17)$$

Це вираження визначає вектор різниці між оцінками вектора параметрів на двох сусідніх кроках. підстановка його в (7) дає нове, тобто $(m+1)$ -е наближення до оцінки вектора параметрів \vec{a} .

Тепер обчислимо елементи матриці похідної $\vec{H}(m)$. Спочатку підставимо в вираження (14) запис для $h(t, \vec{a})$ в загальному виді (11):

$$H_{nk}(m) = \frac{\partial h[t_k, \hat{\vec{a}}(m)]}{\partial a_n} = \sin(2\pi f_n t_k + \varphi_n) \cdot \sin(2\pi f_B t_k + \varphi_B) \cdot \frac{\partial p[t_k, \hat{\vec{a}}(m)]}{\partial a_n}, \quad (18)$$

де $p(t, \vec{a})$ визначено вираженням (12).

При тому вигляді вектора \vec{a} , що заданий вираженням (13), маємо $N = 2L$. Перші L елементів кожного стовпця матриці $\vec{H}(m)$, окрім добутку синусів, будуть похідними по ваговим коефіцієнтам A_l експонент, а елементи з першими індексами від $L+1$ до $2L$ будуть похідними по коефіцієнтам α_l показників експонент. Таким чином, маємо:

– при $n = 1, \dots, L$

$$\frac{\partial p[t_k, \hat{\vec{a}}(m)]}{\partial a_n} = e^{-\hat{\alpha}_n(m) \cdot (t_k - \tau_n)^2}, \quad k = 1, \dots, K. \quad (19)$$

– при $n = L + 1, \dots, 2L$

$$\frac{\partial h \left[t_k, \hat{a}(m) \right]}{\partial a_n} = - (t_k - \tau_{n-L})^2 \cdot \hat{A}_{n-L}(m) \cdot e^{-\hat{\alpha}_{n-L}(m) \cdot (t_k - \tau_{n-L})^2}, \quad k=1, \dots, K. \quad (20)$$

Таким чином, аналітично сформульовані всі вираження, які необхідні для оцінки вектора \vec{a} . В якості вихідних даних використаємо зображену на рисунку 1 послідовність відліків перехідної характеристики, попередньо згладивши початкову ділянку швидких коливань до напівхвилі синусоїди із описаною вище частотою f_B . В якості моментів τ_k виберемо такі екстремуми: $\tau_1 = 0,031$ с, $\tau_2 = 0,057$ с, $\tau_3 = ,077$ с, $\tau_4 = 0,12$ с, $\tau_5 = 0,214$ с.

Початкові («стартові») величини всіх оцінюваних параметрів припустимо рівними 10^4 . Розрахунки показують, що безпосереднє використання вираження (7) для формування оцінки $\hat{a}(m+1)$ не забезпечує збіжності обчислювальної процедури. Тому для наступних розрахунків вона була модифікована у відповідності із мірами, які традиційно використовують при побудові градієнтних алгоритмів пошуку екстремуму [12], а саме – введенням константи збіжності μ :

$$\hat{a}(m+1) = \hat{a}(m) + \mu \cdot \vec{\Delta}(m). \quad (21)$$

Розрахунки показують, що збіжність забезпечується при $\mu \leq 0,25$. Графіки, що ілюструють процес ітеративної оцінки параметрів при $\mu \leq 0,25$, наведені на рисунках 3, 4 (отримані при розрахунках із використанням математичного пакету MathCAD).

В результаті модель перехідної характеристики фільтра набула наступний вигляд:

$$\begin{aligned} h(t) = & (7.985 \cdot 10^4 \cdot e^{-1.022 \cdot 10^5 (t-0.031)^2} + 1.103 \cdot 10^4 \cdot e^{-2.108 \cdot 10^3 (t-0.057)^2} + \\ & + 7.455 \cdot 10^3 \cdot e^{-1.034 \cdot 10^3 (t-0.077)^2} + 4.474 \cdot 10^3 \cdot e^{-1.618 \cdot 10^3 (t-0.12)^2} + \\ & + 1.612 \cdot 10^3 \cdot e^{-222.606 (t-0.214)} \cdot \sin(2\pi \cdot 3.85 \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot 22.5 \cdot t). \end{aligned} \quad (22)$$

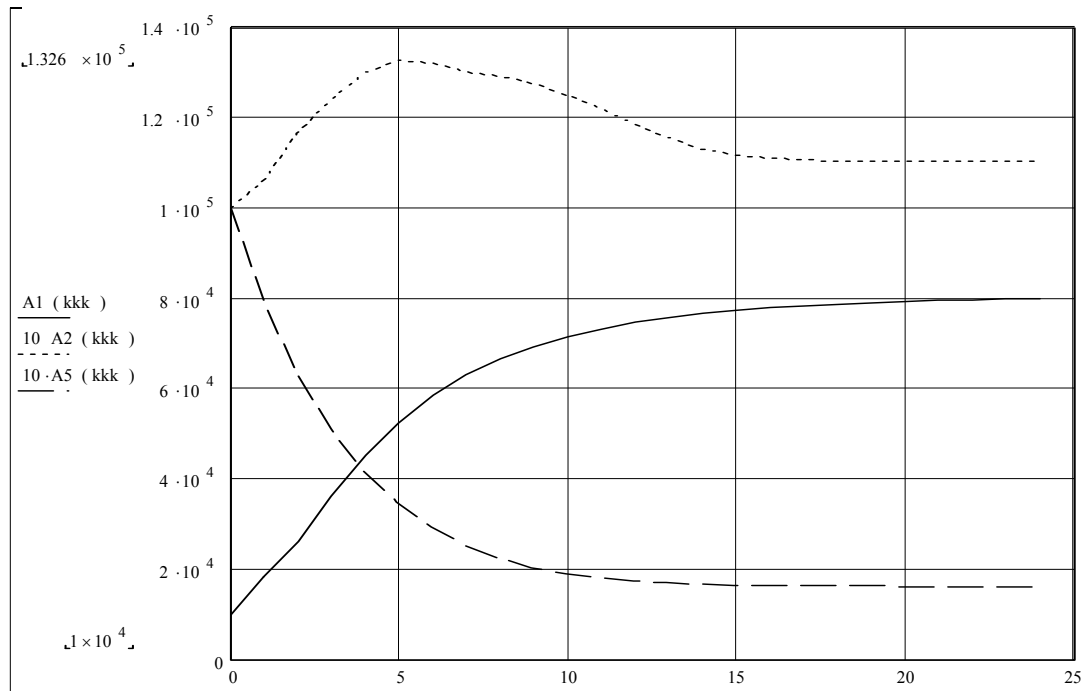


Рисунок 3 – Графіки процесу ітераційної оцінки модулів вектора параметрів, що оцінюється

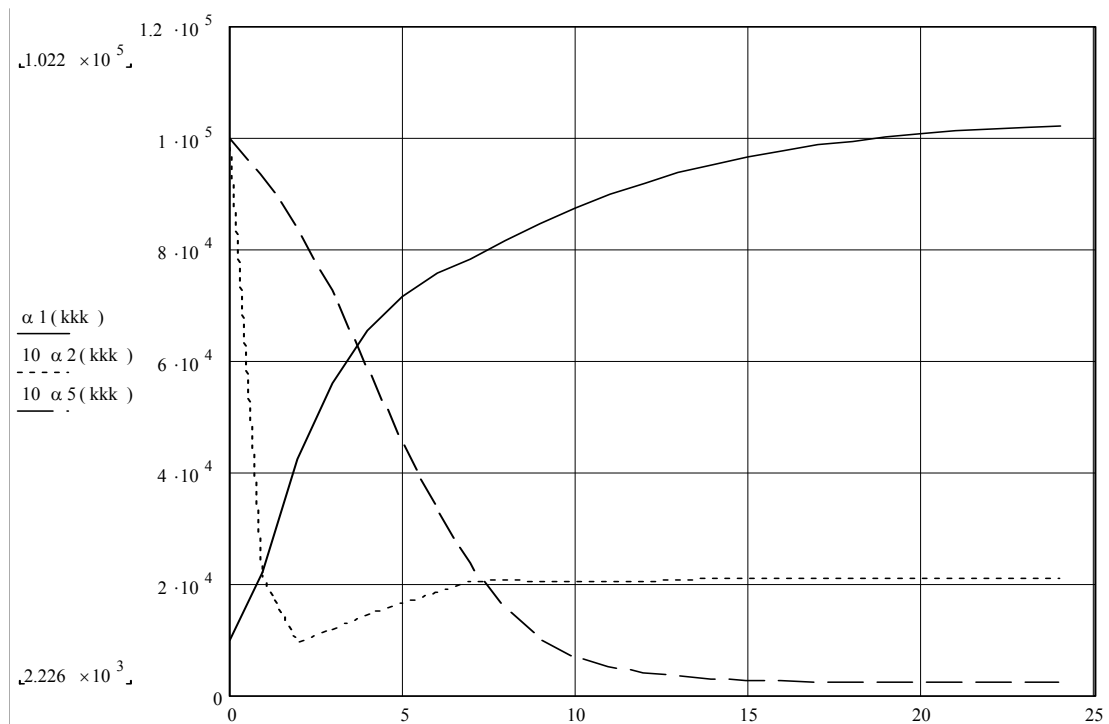


Рисунок 4 – Графіки процесу ітераційної оцінки аргументів вектора параметрів, що оцінюється

У відповідності до (22) графік апроксимованої перехідної характеристики $h(t)$ локомотивного фільтра ФЛ-25/75М набуває вигляд, зображений на рисунку 5.

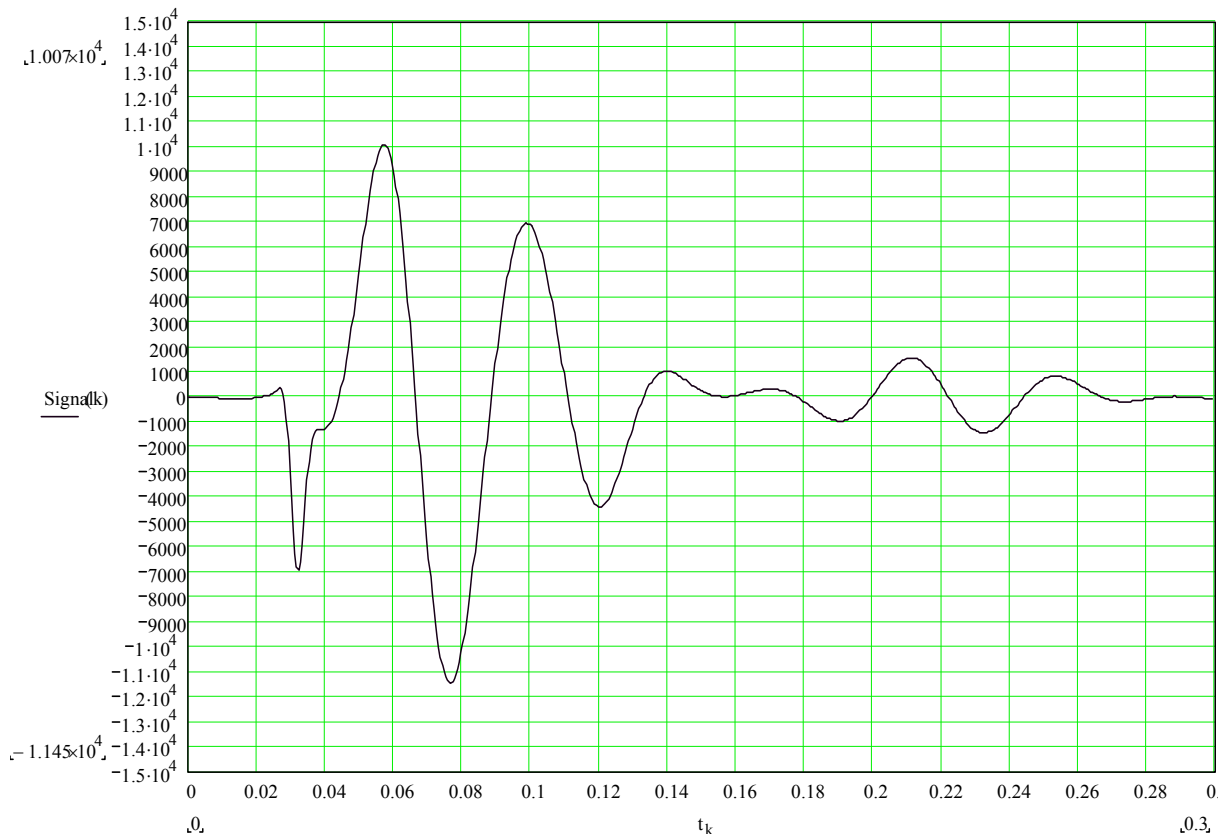


Рисунок 5 – Ітеративно апроксимована перехідна характеристика локомотивного фільтра ФЛ-25/75М

Коротка початкова ділянка швидких коливань несе зневажено малу енергію і в практичних розрахунках може не прийматися до уваги. Якщо ж її врахування все ж необхідно, то вона може бути введена до отриманої моделі як додаток виду $B \cdot e^{-\beta(t-0)^2} \cdot \sin(2\pi \cdot 75 \cdot t)$, де 75 Гц відповідає частоті швидких коливань, що визначена із експериментально отриманої перехідної характеристики, зображеної на рисунку 1.

Висновок. Порівняння експериментальної перехідної характеристики фільтра (рисунок 1) із ітеративно апроксимованою характеристикою (рисунок 5) показує, що запропонований синтезований алгоритм забезпечує автоматичний та об'єктивний розрахунок параметрів перехідної характеристики. За допомогою такого алгоритму з'являється можливість

ефективного дослідження впливу на локомотивні пристрої АЛСН сигналів-завад будь-якої форми, що індукуються у локомотивних ПК.

Список літератури

1. Леонов А.А. Техническое обслуживание автоматической локомотивной сигнализации. – М.: Транспорт. 1982.-254 с.
2. Леушин В.В. Аналитические исследования помех в каналах АЛС при экстремальных условиях. – Тр. МИИТ, 1980, вып. 68, стр. 56 – 60
3. Лисенков В.М. Теория автоматических систем интервального регулирования. - М.: Транспорт, 1987.-150с
4. Автоматическая локомотивная сигнализация и авторегулировка// Брылеев А.М., Поупе О., Дмитриев В.С., Кравцов Ю.А., Степенский Б.М./ -М.: Транспорт. 1981. -319 с.
5. Кошевий С.В., Кошевий М.С., Бабаєв М.М. Електромагнітне середовище вздовж дільниці залізниці і його вплив на роботу автоматичної локомотивної сигналізації.//Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. –2008.-№ 4 (72).- С. 13-18.
6. Зажигаев Л.С., Кишьян А.А., Романиков Ю.М. Методы планирования и обработки результатов физического эксперимента. – М.: Атомиздат, 1978. – 238 с.
7. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
8. Схоневелд ван К., Сондат М. Спектральный анализ: о применении взвешивания данных к результатам Кея и Марпла // ТИИЭИР, 1983. – Т. 71, № 6. – С. 102 – 104.
9. Зернов Н.В., Карпов В.Г., Теория радиотехнических цепей. – Л.: Энергия, 1972. – 816 с.
10. Коваль Ю.О., Гринченко Л.В., Милютченко І.О., Рибін О.І. Основи теорії кіл. Ч. 2. – Харків: ХНУРЕ, Колегіум, 2006. – 668 с.
11. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука, 1968. – 552 с.
12. Пантелеев А.В., Летова Т.А. Методы оптимизации в примерах и задачах. – М.:Высш. Школа, 2002. – 544 с.