

УДК 681.31

- Мірошник Анатолій Миколайович** аспірант кафедри [автоматики і управління в технічних системах](#) Національного технічного університету «Харківський політехнічний університет», м. Харків, вул. Кирпичова, 2, Україна, 61000  
e-mail: [anatolii.miroshnyk@nure.ua](mailto:anatolii.miroshnyk@nure.ua)  
<https://orcid.org/0000000157029611>
- Качанов Петро Олексійович** докт. техн. наук, професор; професор ЗВО кафедри [автоматики і управління в технічних системах](#) Національного технічного університету «Харківський політехнічний університет», м. Харків, вул. Кирпичова, 2, Україна, 61000  
e-mail: [petro.kachanov@khp.edu](mailto:petro.kachanov@khp.edu)  
<https://orcid.org/0000-0002-7532-5913>
- Ситнік Борис Тимофійович** к.т.н., доцент, доцент ЗВО кафедри [інформаційних технологій](#) Українського державного університету залізничного транспорту м. Харків, площа Фейєрбаха, 7, Україна, 61000  
e-mail: [bts12021947@gmail.com](mailto:bts12021947@gmail.com)  
<http://orcid.org/0000-0002-9664-5617>

## Синтез структури та моделювання адаптивних цифрових формуючих фільтрів

У роботі обґрунтовано метод автоматичної ідентифікації дисперсії випадкових корисних сигналів та випадкових перешкод із заданими значеннями спектрально-кореляційних характеристик, що дозволяє визначати поточні оцінки дисперсії та їх зміну для довільних випадкових впливів з невідомими характеристиками. Показано, що параметричний вихід адаптивного цифрового фільтра можна використовувати при автоматичному коригуванні параметрів регулятора в контурі регулювання системи управління в діапазоні адаптації коефіцієнта адаптації з урахуванням розрядності перетворювачів АЦП і ЦАП, що розширює сферу застосування запропонованого методу ідентифікації.

**Актуальність.** Актуальність роботи полягає у можливості синтезу структури та моделювання адаптивних цифрових формуючих фільтрів.

**Методи дослідження.** Основним методом дослідження є метод автоматичної ідентифікації дисперсії випадкових корисних сигналів та випадкових перешкод із заданими значеннями спектрально-кореляційних характеристик, що дозволяє визначати поточні оцінки дисперсії та їх зміну для довільних випадкових впливів з невідомими характеристиками.

**Результати.** Показано, що параметричний вихід адаптивного цифрового фільтра можна використовувати при автоматичному коригуванні параметрів регулятора в контурі регулювання системи управління в діапазоні адаптації коефіцієнта адаптації з урахуванням розрядності перетворювачів АЦП і ЦАП, що розширює сферу застосування запропонованого методу ідентифікації.

**Висновки.** Обґрунтовано метод автоматичної ідентифікації дисперсії випадкових корисних сигналів та випадкових перешкод із заданими значеннями спектрально-кореляційних характеристик, що дозволяє визначати поточні оцінки дисперсії та їх зміну для довільних випадкових впливів з невідомими характеристиками. Автоматична ідентифікація статистичних параметрів випадкових сигналів і перешкод у формуючому адаптивному фільтрі дозволяє враховувати їх зміну в оптимальних параметрах налаштування систем управління. Отримано формули розрахунку оптимального значення постійного часу адаптивного фільтра в залежності від коефіцієнта адаптації  $K_b$ , що характеризують оцінку поточного відношення рівнів корисного сигналу та перешкоди. Показано, що параметричний вихід адаптивного цифрового фільтра можна використовувати при автоматичному коригуванні параметрів регулятора в контурі регулювання системи управління в обмеженому діапазоні змін амплітудних і частотних характеристик корисного сигналу та перешкод в діапазоні адаптації коефіцієнта адаптації при заданих співвідношеннях або з урахуванням розрядності перетворювачів АЦП та ЦАП, що розширює сферу застосування запропонованого методу ідентифікації. Результати моделювання на програмній моделі адаптивного цифрового фільтра (m-файл програми модулювання) та графіки результатів моделювання показали високий коефіцієнт придушення перешкод у всьому діапазоні його зміни та зміну рівня завад на виході АФ в залежності від рівня вхідного сигналу. При збільшенні рівня вхідних завад рівень вихідних завад зменшується. При послідовному з'єднанні АФ загальний коефіцієнт адаптації  $K_b * K_b^* \dots$  автоматично збільшується.

**Ключові слова:** структурно-параметрична ідентифікація, моделі індексної ідентифікації, адаптивна система керування, високошвидкісний рух, завадозахищеність, формуючі адаптивні фільтри, формуючі фільтри моделі, формуючі фільтри регулятора.

**Як цитувати:** Мірошник А. М., Качанов П. О., Ситнік Б. Т. Синтез структури та моделювання адаптивних цифрових формуючих фільтрів. *Вісник Харківського національного університету імені В.Н.Каразіна, серія Математичне моделювання. Інформаційні технології. Автоматизовані системи управління.* 2023. вип. 59. С.35-48. <https://doi.org/10.26565/2304-6201-2023-59-04>

**How to quote:** Miroshnyk A., Kachanov P., Sytnik B., “Structure synthesis and modeling of adaptive digital shaping filters”, *Bulletin of Kharkiv National University named after V. N. Karazin, series Mathematical modeling. Information Technology. Automated control systems*, 2023. Vol. 59. S.35-48. <https://doi.org/10.26565/2304-6201-2022-59-04> [In Ukrainian].

## 1 Вступ

Методи та способи опрацювання інформації, математичні моделі обчислювальних процесів, технології виконання обчислень, в тому числі високопродуктивних, безпечних, автономних, адаптивних, інтелектуальних, архітектура та організація функціонування відповідних програмно-технічних засобів.

## 2 Постановка задачі

Завданням дослідження є розроблення методу автоматичної ідентифікації статистичних параметрів випадкових сигналів та перешкод, визначення поточних сигналів оцінок дисперсії та меж змін довільних випадкових впливів з невідомими характеристиками на параметричному виході адаптивного фільтру, що дозволить враховувати їх зміну в оптимальних параметрах налаштування регуляторів систем управління.

Метою дослідження є розроблення нової моделі та алгоритму автоматичної ідентифікації параметрів випадкових сигналів із заданими значеннями спектрально-кореляційних характеристик, що дозволить визначати поточні оцінки параметрів та їх зміну для корегування налаштувань адаптивних регуляторів.

## 3 Огляд літератури

Аналіз розвитку цифрових автоматичних систем (ЦАС) [1 - 16] показує, що протягом усього періоду їх існування відбувається безперервне підвищення вимог до стійкості, безпеки, якості, швидкодії та точності їх роботи, зростання числа виконуваних функцій, схемотехнічне та алгоритмічне ускладнення.

В результаті виникли проблеми, що важко реалізуються традиційними засобами. До таких проблем, перш за все, відноситься побудова оптимального варіанту проєктованої системи, що задовольняє ряду протилежних вимог, пов'язаних з впливом на систему детермінованих і випадкових корисних сигналів і перешкод (шумів), точне значення та зміна характеристик яких заздалегідь передбачити не можна. Передбачити можна лише у статистичному сенсі. Як приклад можна провести систему [16], що складається з генератора, навантаженого на велику кількість споживачів. Споживачі включаються і вимикаються випадково в часі. У цьому випадку струм генератора представляє випадкову функцію часу, а система регулювання генератор-регулятор напруги буде піддаватися випадковим впливам.

Вирішення цих проблем можливе при широкому використанні систем автоматичного проєктування (САПР), найважливішими елементами яких є моделювання випадкових процесів із заданими значеннями параметрів їх статистичних характеристик і синтез структур адаптивних фільтрів, що автоматично ідентифікують ці параметри [9, 15, 17-33].

Автоматична ідентифікація статистичних параметрів випадкових сигналів та перешкод дозволяє враховувати їх зміну в оптимальних параметрах налаштування систем управління.

У загальному випадку функціональна схема алгоритму імітаційного цифрового моделювання може бути розбита на три основні блоки: алгоритм формування зовнішніх впливів та реалізацій випадкових корисних вхідних сигналів та випадкових перешкод (шумів) із заданими спектрально-кореляційними характеристиками; алгоритм функціонування синтезованої системи автоматичної ідентифікації поточних оцінок змінних параметрів статистичних характеристик цих впливів; алгоритм обробки та ідентифікації результатів цифрового моделювання.

## 4 Виклад основного матеріалу

Синтез структури безперервного формуючого адаптивного фільтру із заданою спектрально-кореляційною характеристикою проведено в [9]. Однак ця структура не враховує розрядності перетворювачів АЦП і ЦАП, а також умови стійкості при переході до цифрового фільтру. Для стаціонарного випадкового процесу (білого шуму)  $S_f(\omega) = Q$  має постійний спектр  $Q$  у смузі частот  $\omega$  від  $-\omega_B$  до  $+\omega_B$ , отримано значення дисперсії  $Df$ , яке дорівнює

$$D_f = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_f(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_\beta}^{\omega_\beta} Q d\omega = \frac{Q\Delta\omega}{2\pi} = \frac{Q\omega_\beta}{\pi}. \quad (4.1)$$

Графік спектральної щільності білого шуму з постійним спектром в обмеженій смузі частот наведено на рисунку 4.1.

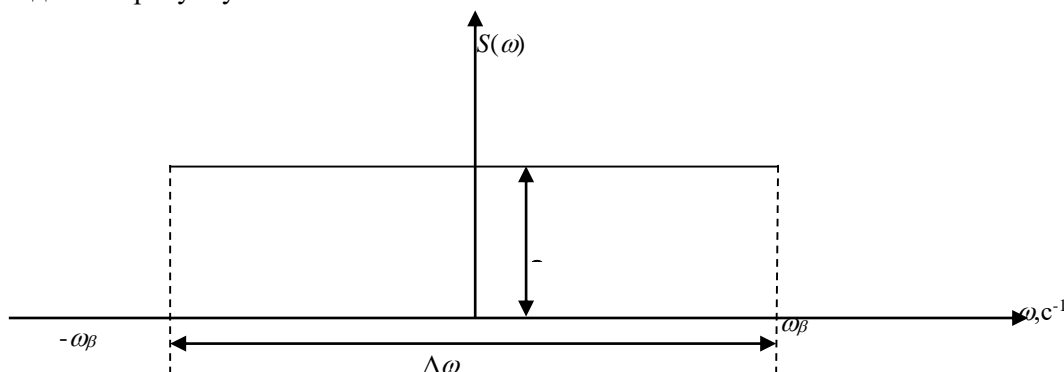


Рис.4.1 Графік спектральної щільності білого шуму в обмеженій смузі частот

Кореляційна функція визначається на основі інтегралу Фур'є:

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_f(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_\beta} Q \cos \omega\tau d\omega = \frac{Q}{\pi\tau} \sin \omega_\beta\tau. \quad (4.2)$$

Значення дисперсії (1) можна визначити виразом

$$D_f = R(0) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{Q}{\pi\tau} \sin \omega_\beta\tau = \frac{Q\omega_\beta}{\pi}. \quad (4.3)$$

Перевагою розглянутого уявлення випадкового процесу, як має обмежений спектр, у тому [3, 5, 9], що з нього дисперсія похідних всіх порядків обмежені. Це випливає з того, що дисперсія похідної порядку  $m$  дорівнює

$$D^{(m)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_\beta} Q \omega_\beta^{2m} d\omega = \frac{Q\omega_\beta^{2m+1}}{\pi(2m+1)} = \frac{D\omega_\beta^{2m}}{2m+1}. \quad (4.4)$$

З [3, 5] випливає, що якщо задані, наприклад, допустимі значення дисперсії випадкового сигналу  $D$  і його  $m$ -й похідний  $D^{(m)}$ , то з (4) можна знайти допустиме значення необхідної постійної часу формує фільтра  $T_\beta = \frac{1}{\omega_\beta}$ . Наприклад, для  $D^{(1)}$  і  $D$

$$T_\beta = \frac{1}{\omega_\beta} = \sqrt{\frac{D}{3D^{(1)}}}. \quad (4.5)$$

Якщо на вхід фільтра з передавальною функцією

$$H(s) = \frac{1}{Ts + 1} \quad (4.6)$$

діють перешкоди у вигляді білого шуму з необмеженою смугою пропускання  $S_0(\omega) = S_f(\omega) = Q$ , то спектральна щільність вихідного сигналу фільтра за всіма частотами дорівнює

$$S_1(\omega) = |H(j\omega)|^2 S_0(\omega) = \frac{Q}{|T_\beta j\omega + 1|^2} = \frac{Q}{T_\beta^2 \omega^2 + 1}.$$

Інтегрування спектральної щільності вихідного сигналу за всіма частотами дає значення дисперсії вихідного сигналу:

$$D_1 = \frac{Q}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\omega}{|T_\beta j\omega + 1|^2} = \frac{Q}{2\pi T_\beta} = \frac{Q\omega_\beta}{\pi}. \quad (4.7)$$

Порівнюючи формули (1) і (7), отримуємо  $D_1=D_f$ . Таким чином, відфільтрований у смузі частот  $\pm\omega_\beta$  випадковий корисний сигнал виходить пропусканням білого шуму з необмеженою смугою пропускання через фільтр із постійною часу

$$T_\beta = \frac{1}{\omega_\beta}.$$

Припущення, що на виході фільтра із задалегідь невідомою передавальною функцією  $H(p)$  необхідно отримати випадковий корисний сигнал із заданою, наприклад, з експоненційною кореляційною функцією

$$R_2(\tau) = D_2 e^{-\omega_\beta(\tau)}, \quad (4.8)$$

спектральна щільність вихідного випадкового корисного процесу знаходиться за інтегралом Фур'є

$$S_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} D_2 e^{-\omega_\beta(\tau)} e^{j\omega\tau} d\tau = \frac{2\omega_\beta D_2}{\omega_\beta^2 + \omega^2} = \frac{2T_\beta D_2}{1 + \omega^2 T_\beta^2}. \quad (4.9)$$

Графік кореляційної функції білого шуму з обмеженою смугою пропускання наведено на рис. 2.

Такий випадковий процес можна отримати, якщо випадковий сигнал зі спектральною щільністю  $S_0(\omega)$  (білий шум) пропустити через фільтр з частотною передатною функцією  $\Phi(j\omega)$ .

Тоді на виході фільтра з'явиться випадковий сигнал із спектральною щільністю  $S_2(\omega)$ :

$$S_2(\omega) = |\Phi(j\omega)|^2 S_0(\omega). \quad (4.10)$$

З цього виразу можна визначити модуль необхідної частотної передавальної функції фільтра за відомими спектральними щільностями вихідного та вхідного сигналів:

$$|\Phi(j\omega)| = \sqrt{\frac{S_2(\omega)}{S_0(\omega)}}. \quad (4.11)$$

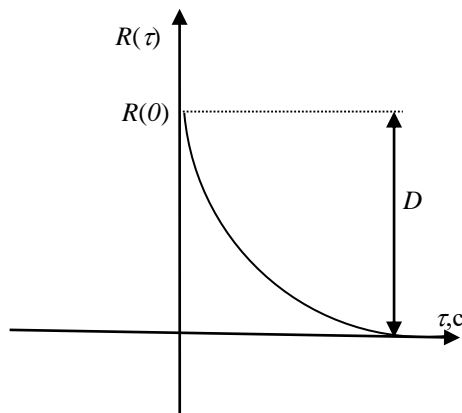


Рис. 4.2 Графік кореляційної функції білого шуму з обмеженою смугою пропускання

Після встановлення значень  $S_2(\omega)$  і  $S_0(\omega)$  із (9) і (7) отримаємо модуль шуканої частотної передавальної функції:

$$|\Phi(j\omega)| = \sqrt{\frac{2T_\beta D_2}{|T_\beta j\omega + 1|^2 D_1}} = \frac{R}{T_\beta j\omega + 1}, \quad (4.12)$$

$$\text{де } R = \sqrt{\frac{2T_\beta D_2}{D_1}}. \quad (4.13)$$

Цьому модулю частотної передавальної функції, що шукається, відповідає передатна функція фільтра

$$\Phi(s) = \frac{R}{T_\beta s + 1}. \quad (4.14)$$

Отже, випадкові процеси з обмеженим білим шумом і експоненційною кореляційною функцією формуються з білого шуму за допомогою аперіодичних ланок (6) і (14) першого порядку з однаковими постійними часу  $T_\beta$  і різними статичними коефіцієнтами (6) і (12).

### 5 Синтез оптимальних параметрів налаштування фільтра заданої структури

Для того щоб випадковий корисний сигнал проходив через оптимальний фільтр з була мінімальною помилкою по корисному сигналу, необхідно, щоб спектральна щільність корисного сигналу  $S_x(\omega)$  укладалася в смугу пропускання фільтра.

Для зменшення впливу перешкоди на систему необхідно, щоб її смуга пропускання не перевищувала смугу пропускання спектральної щільності корисного сигналу або автоматично змінювалася відповідно до заданого (оптимального) співвідношення сигнал/шум.

Нехай на вхід замкнутої системи (фільтра) з передавальною функцією в розімкнутому стані

$$S_x(\omega) K(s) = \frac{1}{T_s} \quad (5.15)$$

діє вхідний сигнал  $x(t)$ , що є випадковою нестационарною функцією часу із спектральною щільністю

$$S_x(\omega) = \frac{R}{T_\beta^2 \omega^2 + 1}, \quad (5.16)$$

та перешкода  $f(t)$ , яка являє собою білий шум зі спектральною щільністю  $S_f(\omega) = Q$ , причому сигнали  $x(t)$  та  $f(t)$  статистично незалежні.

У силу незалежності  $x(t)$  та  $f(t)$  вираз для дисперсії помилки  $D_e$ , зване середнім ризиком  $r$  [3, 5], складається з двох доданків: одного, обумовленого дисперсією корисного сигналу  $D_{ex}$ , та другого, обумовленого перешкодою  $D_{ef}$ .

$$r = D_e = D_{ex} + D_{ef} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |H_e(j\omega)|^2 S_x(\omega) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 S_f(\omega) d\omega, \quad (5.17)$$

де  $H_e(\omega)$  і  $H(\omega)$  – частотні передавальні функції помилково і замкнутої системи відповідно.

Для отримання поточної спектральної густини випадкового корисного сигналу

$$S_x(\omega) = \frac{R}{(1 + jT_\beta \omega)(1 - jT_\beta \omega)} \quad (5.18)$$

необхідно білий шум із спектральною щільністю  $Q$  пропустити через формуючий фільтр із передатною функцією [1-5, 9]

$$W_\phi(s) = \frac{R}{T_\beta s + 1}. \quad (5.19)$$

У виразі (17) для  $D_{ex}$  замість  $H_e(j\omega)$  необхідно підставити

$$H_{ex}(j\omega) = H_e(j\omega) W_\phi(j\omega). \quad (5.20)$$

$$\text{Знайдемо } H_e(s) = \frac{1}{1 + K(s)} = \frac{T_s}{T_s + 1} \text{ и } H(s) = \frac{K(s)}{1 + K(s)} = \frac{1}{T_s + 1}. \quad (5.21)$$

Підставляючи у вираз для  $H_{ex}(p)$  значення  $H_e(s)$  і  $W_\phi(s)$ , отримаємо

$$H_{ex}(s) = \frac{T_s}{(T_s + 1)(T_\beta s + 1)} = \frac{T_s}{TT_\beta s^2 + (T + T_\beta)s + 1}. \quad (5.22)$$

Підставляючи отримані вирази у вираз (17) отримаємо

$$r = D_e = D_{ex} + D_{ef} = \frac{R}{\pi} \int_0^\infty \left\{ \left( \frac{T_s}{TT_\beta s^2 + (T + T_\beta)s + 1} \right)^2 \right\} \Big|_{s=j\omega} d\omega + \frac{Q}{\pi} \int_0^\infty \left( \frac{1}{1 + T_s} \right)^2 \Big|_{s=j\omega} d\omega = \frac{RT}{2T_\beta(T + T_\beta)} + \frac{Q}{2T}. \quad (5.23)$$

Знайдемо оптимальну постійну часу  $T$ , що визначає мінімальне значення середнього ризику  $r = De \min$ , прирівнюючи її похідну за параметром  $T$  нулю.

$$\frac{\partial r}{\partial T} = \frac{\partial D_e}{\partial T} = \frac{R(T + T_\beta) - RT}{2T_\beta(T + T_\beta)^2} - \frac{Q}{2T^2} = 0. \quad (5.24)$$

Навівши вираз (24) до спільного знаменника і прирівнявши чисельник нулю, отримаємо

$$T_\beta [(R - Q)T^2 - 2QT_\beta T - QT_\beta^2] = 0. \quad (5.25)$$

Тоді

$$T^2 - 2\frac{Q}{R - Q}T_\beta T - \frac{Q}{R - Q}T_\beta^2 = 0, \quad (5.26)$$

звідки знайдемо оптимальне значення шуканої постійної часу

$$T_{onm} = \frac{T_\beta}{R - Q} (Q + \sqrt{RQ}) = \frac{T_\beta}{\sqrt{\frac{R}{Q} - 1}}, \quad (5.27)$$

підставляючи значення  $T_{onm}$  з (27) у формулу (23) отримаємо мінімальне значення дисперсії помилки  $D_{emin} = D_{eonm}$ , відповідне мінімальній дисперсії стекла за корисним сигналом і мінімальною дисперсією перешкоди на виході системи, що відповідає максимальній дисперсії перешкоди в сигналі помилки.

Тоді отримаємо

$$D_{exonm} = \frac{RT_{onm}}{2T_\beta(T_{onm} + T_\beta)} = \frac{\sqrt{RQ}}{2T_\beta}, \quad (5.28)$$

$$D_{efonm} = \frac{Q}{2T_{onm}} = \frac{\sqrt{QR} - Q}{2T_\beta}. \quad (5.29)$$

Таким чином, дисперсія помилки системи при оптимальному налаштуванні  $T_{onm}$  фільтра дорівнює:

$$r_{\min} = D_{eonm} = D_{exonm} + D_{efonm} = \frac{\sqrt{RQ} + \sqrt{QR} - Q}{2T_\beta}. \quad (5.30)$$

Дисперсія вихідного корисного сигналу  $D_{yxonm}$  при оптимальному налаштуванні визначається за формулою

$$\begin{aligned} D_{yxonm} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |H_{onm}(j\omega)|^2 \frac{R}{T_\beta^2 \omega^2 + 1} d\omega = \frac{R}{2(T_{onm} + T_\beta)} = \\ &= \frac{R}{2 \left( \frac{T_\beta}{\sqrt{\frac{R}{Q} - 1}} + T_\beta \right)} = \frac{R \left( \sqrt{\frac{R}{Q} - 1} \right)}{2T_\beta \sqrt{\frac{R}{Q}}} = \frac{\sqrt{R} (\sqrt{R} - 1)}{2T_\beta \sqrt{Q}}. \end{aligned} \quad (5.31)$$

Розділивши дисперсію вихідного сигналу фільтра по корисному сигналу  $D_{yxonm}$  на дисперсію перешкоди в сигналі помилки  $D_{ef}$  при оптимальному налаштуванні фільтра  $T = T_{onm}$  отримаємо коефіцієнт адаптації  $K_\beta$ , який характеризує оцінку поточного відношення рівнів корисного сигналу до перешкоди (відношення сигнал/шум). Зміна спектрально-кореляційних характеристик корисного сигналу та перешкоди викличе зміну коефіцієнта адаптації  $K_\beta$  та встановлення нового оптимального значення постійної часу адаптивного фільтра за формулою:

$$T_{omn} = \frac{T_\beta}{K_\beta - 1}, \tag{5.32}$$

де,  $K_\beta = \frac{D_{yx}}{D_{ef}} = \frac{R\sqrt{Q}}{Q\sqrt{R}} = \sqrt{\frac{R}{Q}}$ .

**6 Реалізація структури та аналіз стійкості цифрових аналогів формують фільтрів із заданою спектрально-кореляційною характеристикою**

Для визначення дисперсії  $D_{xy}$  і  $D_{ef}$  цифрових фільтрів використовуються відомі формули [3, 5]

$$D_{xy} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N y^2[nT_k] = \sqrt{R} \tag{6.33}$$

і

$$D_{ef} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N e^2[nT_k] = \sqrt{Q}, \tag{6.34}$$

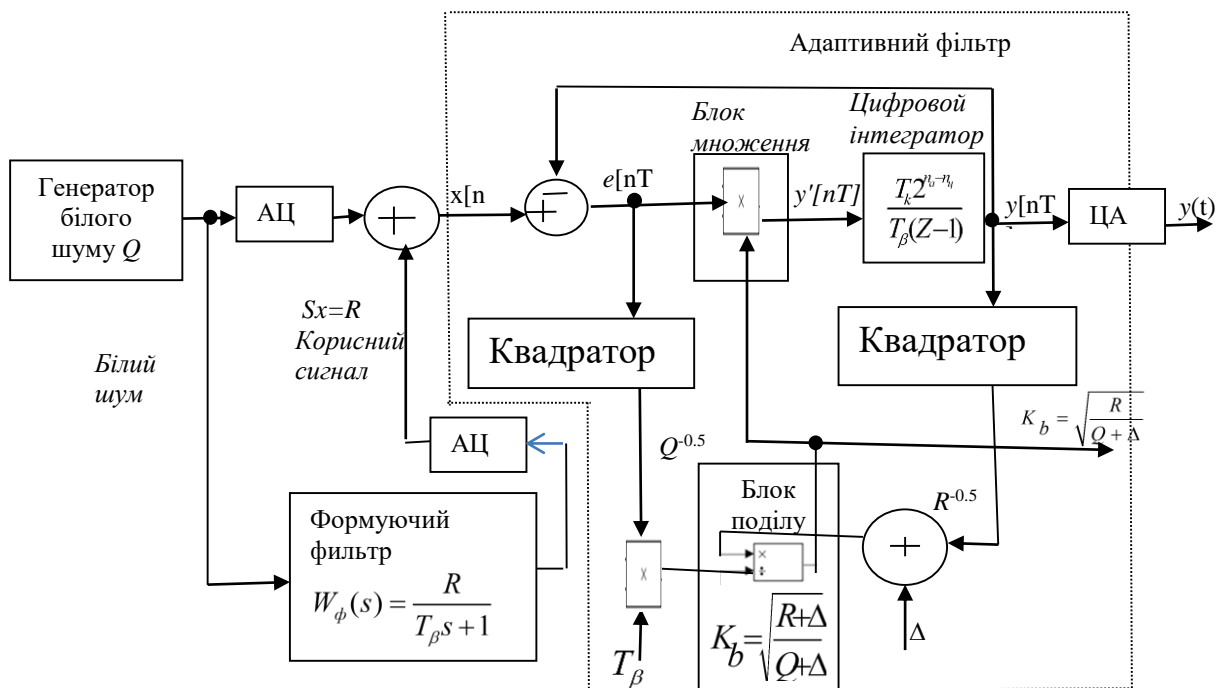
де  $y^2[nT_k]$  та  $e^2[nT_k]$  – квадрати гратчастих функцій відліків вихідного сигналу  $y(t)$  та помилки  $e(t)$  у моменти часу  $nT_k$ ,  $T_k$  – період вимірювання гратчастих функцій  $y[nT_k]$  та  $e[nT_k]$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, \infty$ .

При переході до цифрових аналогів ланок структурних елементів фільтрів моделі навіть структурно стійкі ланки першого порядку можуть втрачати стійкість за певних співвідношеннях параметрів цих ланок і періодом дискретизації.

Аналіз стійкості цифрових фільтрів проведемо на прикладі дискретизації структурно стійкої безперервної аперіодичної ланки першого порядку.

Для реалізації цифро-аналогової імітаційної моделі адаптивного фільтра пропонується використовувати модель, структурна схема якої наведена на рис. 3.

$$W_p(Z) = \frac{T_k}{T_{omn}(Z-1)} 2^{n_a - n_y} \tag{6.36}$$



БП – блок поділу; І – інтегратор; БМ – блок множення;  $\Delta$  - мала величина, що вводиться в дільник для виключення поділу на нуль

Рис. 6.3 Структурна схема пропонованої цифро-аналогової імітаційної моделі цифрового адаптивного фільтра

Вихідний сигнал блоку БП поділу дорівнює поточному значенню коефіцієнта адаптації  $K_\beta$  і може бути використаний для автопідстроювання параметрів налаштування цифрових регуляторів при зміні оптимального значення постійної часу адаптивного фільтра. Послідовним з'єднанням адаптивних фільтрів може бути реалізована структура адаптивного фільтра вищого порядку.

Передаточна функція розімкнутого цифрового фільтра з функцією передачі  $K(s)$  з екстраполятором  $We(s)$  (рисунк 4.3) має вигляд

$$W_p(s) = W_e(s)K(s)K_{a-ц} = \frac{1-e^{-st}}{s} \cdot \frac{1}{T_{onm}S} 2^{n_a-n_y}, \quad (6.18)$$

де  $n_a$  и  $n_y$  - розрядності перетворювачів АЦП і ЦАП,

$K_{a-ц} = 2^{n_a-n_y}$  - підсумковий статичний коефіцієнт передачі перетворювачів АЦП та ЦАП.

Z-перетворення цієї передавальної функції має вигляд

Z-передаточна функція замкнутого контуру (суматор, блок множення, інтегратор) цифро-аналогової імітаційної моделі цифрового адаптивного фільтра має вигляд

$$H(Z) = \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm} \left( Z - 1 + \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}} \right)} = \frac{A(Z)}{B(Z)}. \quad (6.19)$$

Для аналізу стійкості розглянемо характеристичне рівняння

$$B(Z) = Z - 1 + \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}} = 0. \quad (6.18)$$

Застосувавши до цього рівняння білінійне перетворення, отримаємо

$$B(W) = \frac{1+W}{1-W} - 1 + \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}} = 0$$

і

$$\frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}} W + 2 - \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}} = 0. \quad (6.20)$$

По критерию Гурвица эта система устойчива, если выполняется условие положительности коэффициентов  $a_0 > 0$  и  $a_1 > 0$ ,

де  $a_0 = \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}}$ , а  $a_1 = 2 - \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}}$ , то есть  $0 < \frac{T_k 2^{n_a-n_y}}{T_{onm}} < 2$ .

Отже, для стійкості цифрового адаптивного фільтра необхідно, щоб постійні часу  $T_\beta$ ,

$T_{onm} = \frac{T_\beta}{K_\beta - 1}$ , коефіцієнт адаптації  $K_\beta = \frac{D_{yx}}{D_{ef}} = \sqrt{\frac{R}{Q}}$  перебували у таких межах

$0 < \frac{1}{T_{onm}} < \frac{2}{T_k 2^{n_a-n_y}}$  або

$$0 < K_\beta < \frac{2^{n_y-n_a+1} T_\beta}{T_k} + 1 \quad (6.21)$$

При прагненні до нуля складової оцінки дисперсії за корисним сигналом ( $Q \rightarrow 0$ ), ця нерівність може бути порушена, і в цьому випадку в адаптивному фільтрі виникнуть нестійкі розбіжності коливання. Для їх усунення необхідно до величини  $Q$  додати  $\Delta$ , що обмежує діапазон адаптації



коефіцієнта  $K_\beta = \sqrt{\frac{R}{Q+\Delta}}$  при заданому відношенні  $0 < \sqrt{\frac{R}{Q+\Delta}} < \frac{2^{n_q-n_a+1}T_\beta}{T_k} + 1$  з урахуванням розрядності перетворювачів АЦП та ЦАП.

Вихідний сигнал блоку БД поділу дорівнює поточному значенню  $K_\beta$  коефіцієнта адаптації і може бути використаний для автопідстроювання параметрів налаштування цифрових регуляторів при зміні оптимального значення постійної часу цифрового фільтру адаптивного фільтра.

Послідовним з'єднанням адаптивних фільтрів може бути реалізована структура адаптивного фільтра вищого порядку.

### 7. Програмна модель дослідження адаптивного цифрового фільтру (m-файл програми моделювання) та графіки результатів моделювання

```
clear
clc

m_xam=1.0;           %Амплітуда вхідного сигналу фільтра
m_xch=2.0;           %Частота вхідного сигналу фільтра
m_t=0.001;
m_mod=10.0;
m_ti=0.01;
m_d=0.1;
m_m=1.0;

NI=m_mod/m_t;
% m_d=Δ-----Цикл моделювання-----
n=0:0.001:9.999;

Y=0;
YP=0;
E=0;
F=0;
Y1=0;
A=rand(NI,1);
B=rand(NI,1);
V(1:NI,1)=sqrt((-2)*log(A)).*cos(2*pi*B);
filter_out(NI,1)=0;
forN1=1:NI
F(N1,1)=V(N1,1);
if N1==1
E(N1,1)=X(N1,1)-filter_out(N1,1)+F(N1,1);
else
E(N1,1)=X(N1,1)-filter_out(N1-1,1)+F(N1,1);
end
EA(N1,1)=E(N1,1)*E(N1,1);
ED(N1,1)=EA(N1,1)+m_d;
if N1 ==1
YA(N1,1)=filter_out(N1,1)^2+m_d;
else
YA(N1,1)=filter_out(N1-1,1)^2+m_d;
end
Y1(N1,1)=E(N1,1)*YA(N1,1)/(ED(N1,1));
Kb(N1,1)=YA(N1,1)/(m_d+ED(N1,1));
if N1>1
filter_out(N1,1)=(0.5*m_t/m_ti)*(Y1(N1,1)+Y1(N1-1,1))+filter_out(N1-1,1);
end
```

*end*

Результати моделювання на програмній моделі адаптивного цифрового фільтру (m-файл програми модювання), які наведені на графіках моделювання наступні:

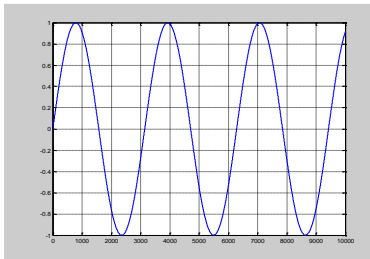
Вхідний сигнал  $X=1\sin(2n)$

Вхідний сигнал завад  $F(N1,1)=\pm 3.5*\sqrt{(-2)*\log(A)}.*\cos(2*\pi*B)$ , де  $A=\text{rand}(N1,1)$ ,  $B=\text{rand}(N1,1)$ ;

Вихідний сигнал  $Y$  с завадою  $\text{filter\_out}\pm E(N1,1)=1\pm(\text{від } 0.1 \text{ до } 1.5)\sin(2n)$ , тобто рівень завад зменшується при зростанні амплітуди сигналу

Вихідний сигнал змін коефіцієнта адаптації  $Kb \approx \text{від } 2.3 \text{ до } 35$

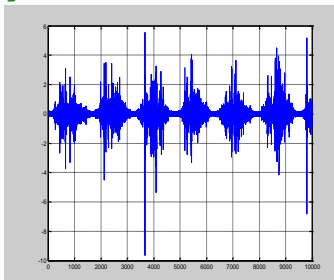
```
X=m_xam*sin(m_xch*n)
;
plot(X)
grid on
```



$X=X'$ ;

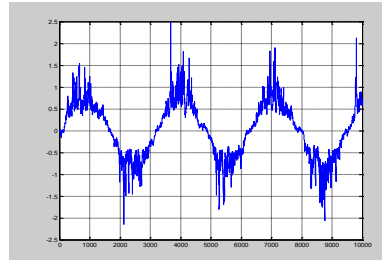
%Вхідний сигнал

```
plot(Y1)
grid
```



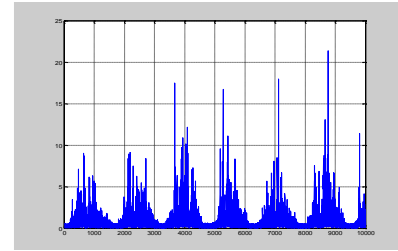
% Сигнал похідної вхідного сигналу  $Y1$

```
plot(filter_out)
grid
```



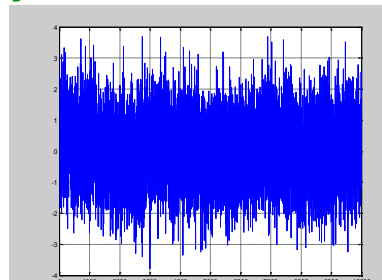
% Вихідний сигнал завадою  $\text{filter\_out}\pm E(N1,1)$

```
plot(Kb)
grid
```



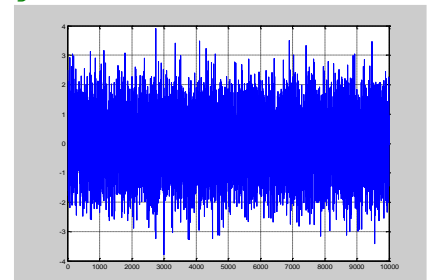
% Вихідний сигнал змін коефіцієнта адаптації  $Kb$

```
plot(E)
grid
```



% Вихідний сигнал помилки  $E(N1,1)\approx F(N1,1)$

```
plot(F)
grid
```



% Вхідний сигнал завад  $F$

## 8. Висновки

У цій статті було обґрунтовано метод автоматичної ідентифікації дисперсії випадкових корисних сигналів та випадкових перешкод із заданими значеннями спектрально-кореляційних характеристик, що до-зволяє визначати поточні оцінки дисперсії та їх зміну для довільних випадкових впливів з неві-домими характеристиками. Автоматична ідентифікація статистичних параметрів випадкових сигналів і перешкод у формуючому адаптивному фільтрі дозволяє враховувати їх зміну в оптимальних параметрах налаштування систем управління. Отримано формули розрахунку оптимального значення постійного часу адаптивного фільтра в залежності від коефіцієнта адаптації  $Kb$ , що характеризують оцінку поточного відношення рівнів корисного сигналу та перешкоди. Показано, що параметричний вихід адаптивного цифрового фільтра можна використовувати при автоматичному коригуванні параметрів регулятора в контурі регулювання системи управління в обмеженому діапазоні змін амплітудних і частотних характеристик корисного сигналу та перешкод в діапазоні адаптації коефіцієнта адаптації при заданих співвідношеннях або з урахуванням розрядності перетворювачів АЦП та ЦАП, що розширює сферу застосування запропонованого методу ідентифікації. Результати моделювання на програмній моделі адаптивного цифрового фільтру (m-файл програми модювання) та графіки результатів моделювання показало високий коефіцієнт придушення перешкод у всьому діапазоні

його зміни та зміну рівня завад на виході АФ в залежності від рівня вхідного сигналу. При збільшенні рівня вхідних завад рівень вихідних завад змінюється. При послідовному з'єднанні АФ загальний коефіцієнт адаптації  $K_b * K_b^*$ ...автоматично збільшується.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Небылов А.В. Гарантирование точности управления. -М.: Наука. Физматлит, 1988.-304с.
2. Исследование цифровых автоматических систем. Лабораторный практикум. \ Под ред. А.В. Небылова. - СПб.: Издательство С.-Петербургского университета, 1996.- 192с.
3. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы.- М.: Наука,1976.-576 с. <https://b.eruditor.link/file/2129497/>
4. Острем К., Витенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987.-480 с. <https://lib-bkm.ru/12515>
5. Микропроцессорные системы автоматического управления. \ Под ред. В.А.Бесекерского.- Л.: Машиностроение, 1988.-365 с. <https://libarch.nmu.org.ua/handle/GenofondUA/48188>
6. Изерман Р. Цифровые системы управления М.: Мир, 1984.-541с. <https://lib-bkm.ru/12325>
7. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микропроцессорах.\ В.В. Сташин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева.- М.: Энергоатомиздат, 1990.-224 с. <https://electronics.lnu.edu.ua/course/mikroprotsesorna-tekhnika-153-mikro-ta-nanosystemna-tekhnika>
8. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления. - М.: Машиностроение, 1986.449 с. <https://b.eruditor.link/file/18241/>
9. Сытник Б.Т. Синтез структуры и моделирования адаптивных цифровых фильтров и систем управления с нестационарными характеристиками. Часть 1./Сытник, В.Б. Сытник//Інформаційні керуючі системи залізничного транспорту. – 2003. – №6. – С. 18 – 24. <http://jiks.kart.edu.ua/article/view/265542>
10. Солодовников В.А. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. - М.:Высшая школа,1991г.-255с.
11. Алексеенко А.Г., Галицын А.Д., Иванников А.Д. Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на микропроцессорах: Программирование, типовые решения, методы отладки. -М.: Радио и связь, 1984. -272с.
12. Романенко В.Д., Игнатенко Б.В. Адаптивное управление технологическими процессами на базе микро-ЕОМ: Учеб. пособ. -К.: Выща школа, 1990. -334с.
13. Загарий Г.И., Шубладзе А.М. Синтез систем управления на основе критерия максимальной степени устойчивости. -М.: Энергоатомиздат, 1988. -104с. <https://www.researchgate.net/signup.SignUp.html>
14. Пат. № 4063 Україна Пристрій для вимірювання параметрів інерційних ланок / винахідники: Г. І. Загарій, Б. Т. Ситнік, І. В. Гусев, А. В. Мамонов, Б. С. Левочко, П. В. Гусев; володілець: Харківська державна академія залізничного транспорту; заявл. 07.02.1990; опубл. 27.12.1994, Бюл. № 6-І. <http://lib.kart.edu.ua/handle/123456789/8478>
15. Пат. № 11427 Україна Адаптивний фільтр / винахідники : Г. І. Загарій, Б. Т. Ситнік, Б. С. Левочко, А. В. Мамонов, І. В. Гусев, П. В. Гусев, В. С. Коновалов, В. Г. Пороцкій ; володілець : Харківська державна академія залізничного транспорту; заявл. 13.03.1989; опубл. 25.12.1996, Бюл. № 4. <http://lib.kart.edu.ua/handle/123456789/8478>
16. Вилькевич Б.И. Автоматическое управление электрической передачей и электрические схемы тепловозов. -М.: Транспорт, 1987. -272с. <https://libarch.nmu.org.ua/handle/GenofondUA/70858>
17. Антонию А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с. <https://skylots.org/6562863709/Antonyu+A+Cifrovye+filtry+Analiz+i+proektirovanie>
18. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540 с. [https://book-i-nist.com/view.php?book\\_id=18544](https://book-i-nist.com/view.php?book_id=18544)
19. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1989. – 448 с. [http://bampler.info/972-blejhut\\_r\\_bystrye\\_algoritmy\\_cifrovoj\\_obrabotki\\_si.html](http://bampler.info/972-blejhut_r_bystrye_algoritmy_cifrovoj_obrabotki_si.html)

20. Гольденберг Л.М. и др. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985.- 312 с. <http://bookshare.net/index.php?id1=4&category=physics&author=goldenber-lm&book=1985>
21. Гольденберг Л.М. и др. Цифровая обработка сигналов: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1990.- 256 с. <https://studizba.com/files/show/djvu/3622-1-gol-denber-g-l-m-matyushkin-b-d-polyak-m.html>
22. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 192 с. <https://bon.ua/ru/obyavlenie/gutnikov-v-s-filtraciya-izmeritelnyh-signalov-e3edab>
23. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов. – М.: Мир, 1988. – 488 с. <https://libarch.nmu.org.ua/handle/GenofondUA/58914>
24. Дмитриев В.И. Прикладная теория информации: Учебник для студентов вузов. - М.: Высшая школа, 1989.- 325 с. <https://studfile.net/preview/953348/>
25. Купер Дж., Макгиллем А. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. – М.: Мир, 1989. – 376 с. <http://bookshare.net/index.php?id1=4&category=biol&author=kuper-dg&book=1989>
26. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. - М.: Мир, 1983. <https://b.eruditor.link/file/130058/>
27. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. – М.: Связь, 1979. – 416 с. <https://b.eruditor.link/file/3758471/>
28. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с. <https://www.geokniga.org/books/10680>
29. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. – М.: Недра, 1987. – 221 с. <http://elib.kstu.kz/lib/document/IBIS/1215BA04-CE80-417A-A46C-3D28F47B1CC0/>
30. Васильев Д.В. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1982. - 528 с. <https://b.eruditor.link/file/243537/>
31. Зиновьев А.Л., Филиппов Л.И. Введение в теорию сигналов и цепей: Учебное пособие для вузов. - М.: Высшая школа, 1975. - 264 с. <https://crafta.ua/lots/6537702886-zinovev-al-filippov-li-vvedenie-v-teoriyu-signalov-i-cepuyay>
32. Адаптивные фильтры. /Под ред. К.Ф.Н.Коуэна и П.М.Гранта. – М.: Мир, 1988, 392 с. <http://repository.vsau.org/getfile.php/5343.pdf>
33. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. / М., "Вильямс", 2004, 992 с. <https://studizba.com/files/show/djvu/2295-1-ayficher-e-dzhervis-b-cifrovaya.html>

## REFERENCES

1. Nebylov A.V. Guaranteed precision control. -M.: Science. Fizmatlit, 1988.-304s.
2. Research of digital automatic systems. Laboratory workshop. \ Ed. A.V. Nebylova. - St. Petersburg: St. Petersburg University Publishing House, 1996.- 192 p..
3. Besekersky V.A. Digital automatic systems. - М.: Nauka, 1976.-576 p..
4. Ostrem K., Vitenmark B. Computer control systems: Transl. from English - М.: Mir, 1987.-480 p.
5. Microprocessor automatic control systems. \ Ed. V.A. Beskersky.- L.: Mechanical Engineering, 1988.-365 p.
6. Izerman R. Digital control systems М.: Mir, 1984.-541s.
7. Design of digital devices on single-chip microprocessors.\ V.V. Stashin, A.V. Urusov, O.F. Mologontseva.- М.: Energoatomizdat, 1990.-224 p.
8. Kuo B. Theory and design of digital control systems. - М.: Mechanical Engineering, 1986. – 449 p.
9. Sytnik V.T. Synthesis of structure and modeling of adaptive digital filters and control systems with non-stationary characteristics. Part 1. / Sytnik, V.B. Sytnyk //I nformation core systems of health transport. – 2003. – N6. – С. 18 – 24.

10. Solodovnikov V.A. Microprocessor automatic control systems. -M.: Higher School, 1991.-255 p.
11. Alekseenko A.G., Galitsyn A.D., Ivannikov A.D. Design of electronic equipment on microprocessors: Programming, standard solutions, debugging methods. -M.: Radio and communication, 1984. -272 p.
12. Romanenko V.D., Ignatenko B.V. Adaptive control of technological processes based on micro-EOM: Textbook. allowance -K.: Vyshcha School, 1990. -334 p.
13. Zagariy G.I., Shublazde A.M. Synthesis of control systems based on the criterion of the maximum degree of stability. -M.: Energoatomizdat, 1988. -104 p.
14. Пат. № 4063 Україна Пристрій для вимірювання параметрів інерційних ланок / винахідники: Г. І. Загарій, Б. Т. Ситнік, І. В. Гусев, А. В. Мамонов, Б. С. Левочко, П. В. Гусев; володілець: Харківська державна академія залізничного транспорту; заявл. 07.02.1990; опубл. 27.12.1994, Бюл. № 6-І. <http://lib.kart.edu.ua/handle/123456789/8478>
15. Пат. № 11427 Україна Адаптивний фільтр / винахідники : Г. І. Загарій, Б. Т. Ситнік, Б. С. Левочко, А. В. Мамонов, І. В. Гусев, П. В. Гусев, В. С. Коновалов, В. Г. Пороцкій ; володілець : Харківська державна академія залізничного транспорту; заявл. 13.03.1989; опубл. 25.12.1996, Бюл. № 4. <http://lib.kart.edu.ua/handle/123456789/8478>
16. Vilkevich B.I. Automatic control of electrical transmission and electrical circuits of diesel locomotives. -M.: Transport, 1987. -272 p.
17. Anthony A. Digital filters: analysis and design. – M.: Radio and Communications, 1983. – 320 p.
18. Bendat J., Peirsol A. Applied analysis of random data. – M.: Mir, 1989. – 540 p.
19. Bleikhut R. Fast algorithms for digital signal processing. – M.: Mir, 1989. – 448 p.
20. Goldenberg L.M. and others. Digital signal processing: Handbook. - M.: Radio and communication, 1985.- 312 p.
21. Goldenberg L.M. and others. Digital signal processing: Textbook for universities. - M.: Radio and communication, 1990.- 256 p.
22. Gutnikov V.S. Filtering of measurement signals. – L.: Energoatomizdat, 1990. – 192 p.
23. Dajion D., Mersereau R. Digital processing of multidimensional signals. – M.: Mir, 1988. – 488 p.
24. Dmitriev V.I. Applied information theory: Textbook for university students. - M.: Higher School, 1989.- 325 p.
25. Cooper J., McGillem A. Probabilistic methods for analyzing signals and systems. – M.: Mir, 1989. – 376 p.
26. Max J. Methods and technology of signal processing in physical measurements: In 2 volumes. - M.: Mir, 1983.
27. Oppenheim A.V., Shafer R.V. Digital signal processing. – M.: Svyaz, 1979. – 416 p.
28. Rabiner L., Gould B. Theory and application of digital signal processing. – M.: Mir, 1978. – 848 p.
29. Hemming R.V. Digital filters. – M.: Nedra, 1987. – 221 p.
30. Vasiliev D.V. Radio engineering circuits and signals: Textbook for universities. - M.: Radio and communication, 1982. - 528 p.
31. Zinoviev A.L., Filippov L.I. Introduction to the theory of signals and circuits: A textbook for universities. - M.: Higher School, 1975. - 264 p.
32. Adaptive filters. /Ed. C. F. N. Cowan and P. M. Grant. – M.: Mir, 1988, 392 p.
33. Ayficher E., Jervis B. Digital signal processing. Practical approach. / M., "Williams", 2004, 992 p.

**Miroshnyk Anatolii** *graduate student of the department "Automation and control in technical systems, ACTS", National Technical University, Kharkiv Polytechnic Institute, Kharkiv, Kirpychova St.,2, 61002*  
e-mail: [anatolii.miroshnyk@nure.ua](mailto:anatolii.miroshnyk@nure.ua)  
<https://orcid.org/0000000157029611>

**Kachanov Petro** *Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Department of Higher Education automation and control in technical systems of the National Technical University "Kharkiv Polytechnic University", Kharkiv, Kirpychova St.,2, 61002*  
e-mail: [petro.kachanov@khp.edu.ua](mailto:petro.kachanov@khp.edu.ua)  
<https://orcid.org/0000-0002-7532-5913>

**Sytnik Borys** *associate professor, associate professor of the Department of Information Technologies of the Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Feuerbacha Square, 7, Ukraine, 61000.*  
e-mail: [bts12021947@gmail.com](mailto:bts12021947@gmail.com)  
<http://orcid.org/0000-0002-9664-5617>

## Structure synthesis and modeling of adaptive digital shaping filters

The paper substantiates the method of automatic identification of the variance of random useful signals and random interference with given values of spectral-correlation characteristics, which allows determining the current estimates of the variance and their change for arbitrary random influences with unknown characteristics. It is shown that the parametric output of the adaptive digital filter can be used to automatically adjust the controller parameters in the control loop of the control system in the adaptation range of the adaptation coefficient, taking into account the bit depth of the ADC and DAC converters, which expands the scope of the proposed identification method.

**Relevance.** The relevance of the work lies in the possibility of synthesizing the structure and modeling of adaptive digital shaping filters.

**Research methods.** The main research method is the method of automatic identification of the variance of random useful signals and random interference with given values of spectral-correlation characteristics, which allows determining the current estimates of the variance and their change for arbitrary random influences with unknown characteristics.

**Results.** It is shown that the parametric output of the adaptive digital filter can be used to automatically adjust the controller parameters in the control loop of the control system in the adaptation range of the adaptation coefficient, taking into account the bit depth of the ADC and DAC converters, which expands the scope of the proposed identification method.

**Conclusions.** A method for automatic identification of the variance of random useful signals and random interference with given values of spectral-correlation characteristics has been substantiated, which allows determining current estimates of the variance and their change for arbitrary random influences with unknown characteristics. Automatic identification of the statistical parameters of random signals and interference in the forming adaptive filter allows taking into account their change in the optimal parameters of control system tuning. The formulas for calculating the optimal value of the adaptive filter constant time depending on the adaptation coefficient  $K_b$ , which characterize the assessment of the current ratio of the levels of the useful signal and the interference, are obtained. It is shown that the parametric output of the adaptive digital filter can be used to automatically adjust the controller parameters in the control loop of the control system in a limited range of changes in the amplitude and frequency characteristics of the useful signal and interference in the adaptation range of the adaptation coefficient at specified ratios or taking into account the bit depth of the ADC and DAC converters, which expands the scope of the proposed identification method. The simulation results on the software model of the adaptive digital filter (m-file of the modulation program) and the graphs of the simulation results showed a high interference suppression coefficient in the entire range of its change and a change in the interference level at the AF output depending on the input signal level. When the input noise level increases, the output noise level decreases. When the AFs are connected in series, the overall adaptation coefficient  $K_b * K_b * \dots$  automatically increases.

**Keywords:** *structural-parametric identification, index identification models, adaptive control system, high-speed motion, interference immunity, adaptive adaptive filters, regulator adaptive filters.*