

КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 621.375.024

О. Д. АЗАРОВ, С. В. БОГОМОЛОВ

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ СТРУМ–НАПРУГА ТА НАПРУГА–НАПРУГА НА БАЗІ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ СТРУМУ

Анотація. Розглянуто структурно-функціональну організацію входних каскадів двотактних підсилювачів струму, на базі яких побудовано прецизійні перетворювачі струм-напруга та напруга-напруга. Виведено аналітичні співвідношення, що описують передатні характеристики із урахуванням параметрів схеми, зокрема, входних опорів та коефіцієнтів передачі.

Ключові слова: похибки лінійності, входний комплементарний каскад, двотактний підсилювач постійного струму, перетворювач струм-напруга, перетворювач напруга-напруга, входний опір.

Аннотация. Рассмотрены структурно-функциональной организации входных каскадов двухтактных усилителей тока, на базе которых построены прецизионные преобразователи ток-напряжение и напряжение-напряжение. Выведены аналитические соотношения, описывающие передаточные характеристики с учетом параметров схемы, в частности, входных сопротивлений и коэффициентов передачи.

Ключові слова: погрешности линейности, входной комплементарный каскад, двухтактный усилитель постоянного тока, преобразователь ток-напряжение, преобразователь напряжение-напряжение, входной импеданс.

Annotation. Consider structural and functional organization of push-pull input stage current amplifier, which is built on the basis of precision current-voltage converters and voltage-voltage. Displaying equations that describe the transfer characteristic of the circuit parameters into account, including input resistance and transmission coefficients.

Keywords: error of linearity, the complementary input stage, push-pull DC amplifier, current-voltage converter, voltage-voltage converter, the input impedance.

Вступ

Перетворювачі струм-напруга (ПСН) та напруга-напруга (ПНН) є аналоговими вузлами, що використовуються у багатьох електронних пристроях, зокрема, багаторозрядних АЦП і ЦАП, які у свою чергу входять до складу високоточних систем вимірювання, опрацювання та реєстрування сигналів [1-3]. Деякі метрологічні характеристики цих перетворювачів, такі, як лінійність передатної характеристики, слабо піддаються коригуванню. Безумовно, що такі прецизійні пристрої можуть бути побудовані на базі операційних підсилювачів з великим коефіцієнтом передачі (10^6 - 10^8). Операційні підсилювачі випускають фірми Analog Device, Maxim, ON Semiconductor, Intersil [1,4]. Проте, такий підхід обмежує їх швидкодію.

Актуальність

Традиційно побудову ПСН та ПНН здійснюють шляхом застосування операційного підсилювача, який увімкнено по схемі із глибоким зворотнім зв'язком [3, 5-7]. Проте застосування традиційних однотактних підсилювачів постійного струму має свої недоліки, а саме: нелінійність зменшується за рахунок збільшення коефіцієнту підсилення із поглибленням глибини зворотного зв'язку, що, у свою чергу, призводить до зменшення швидкодії [8]. Кращі показники у цьому плані мають ДППС, які випускаються серійно провідними фірмами. Проте і вони мають свої недоліки: низьке підсилення на каскад і, як результат, для досягнення значних коефіцієнтів підсилення (10^6 - 10^8), потрібне збільшення кількості підсилювальних каскадів [6].

Мета

Аналіз запропонованих методів структурно-функціональної організації прецизійних ПСН та ПНН на базі ДПС, їх передатних характеристик та похибок лінійності.

Постановка задач

1. Дослідити методи структурно-функціональної організації прецизійних ПСН та ПНН на базі ДППС.
2. Отримати аналітичні співвідношення передатних характеристик ПСН та ПНН.
3. Оцінити вплив входного опору ДППС на похибку лінійності ПСН та ПНН.

Розв'язання задач

Автори пропонують метод структурно-функціональної організації входних каскадів ДППС, що можуть бути покладені в основу побудови ПСН та ПНН. Розглянемо структури ДППС, які представлено на рис. 1. Їх основою є входні каскади, які побудовано у вигляді самодоповняльної схеми із загальною базою (рис 1, а), двотактного підсилювача-фазорозщеплювача входного струму на біполярних транзисторах (рис 1, б), двотактного підсилювача-фазорозщеплювача входної напруги на комплементарних польових транзисторах (рис 1, в) [11, 12]. Для забезпечення режиму по постійному струму в таких системах використовується блок напруг зміщення (БНЗ). K' і K'' – коефіцієнти передачі верхнього та нижнього каналів підсилення.

Залежно від значення вхідного опору $r_{вх}$, вхідні каскади умовно можна розділити на:

- з низьким вхідним опором – $r_{вх} < 10 \cdot r_e$;
- з середнім вхідним опором – $10 \cdot r_e \leq r_{вх} < 10^4 \cdot r_e$;
- з високим вхідним опором – $r_{вх} \geq 10^4 \cdot r_e$,

де $r_e = \frac{\varphi_T}{I_e}$ – опір емітерного переходу, $\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 25 мВ$ – термопотенціал, I_e – струм емітера [10].

Конкретне значення вхідного опору $r_{вх}$ залежить від значення струму робочої точки.

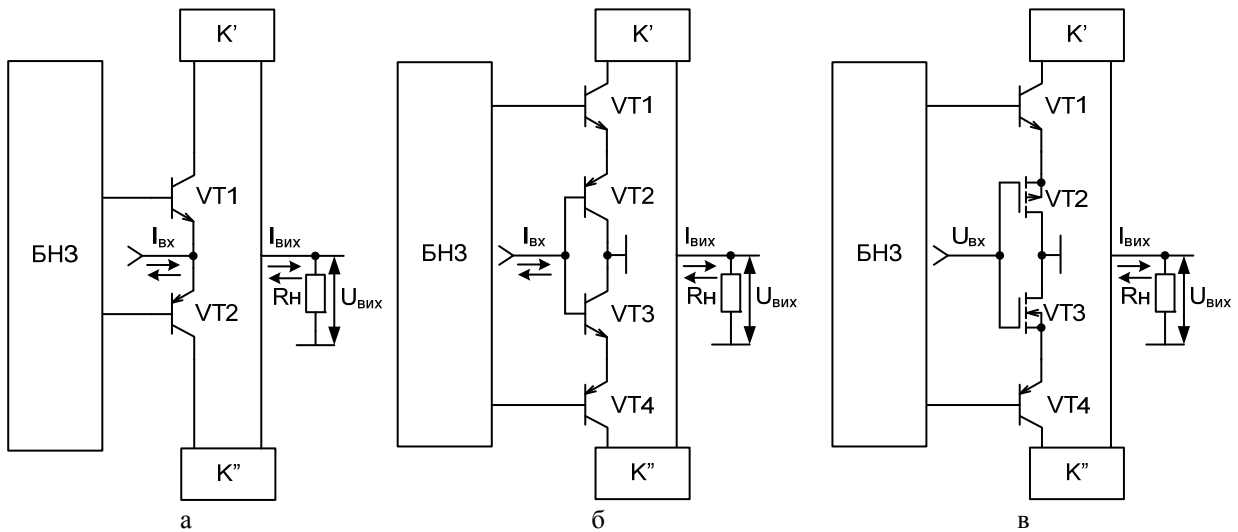


Рисунок 1 – Структурно-функціональна організація вхідних каскадів ДППС: а) з низьким; б) з середнім; в) з високим вхідними опорами

Для отримання деталізованих передатних характеристик ПСН та ПНН на базі ДППС необхідно розглянути їх схеми заміщення, які зображено на рис. 2. Щоб організувати операційний режим підсилювач охоплено колом глибокого зворотного зв'язку. Коло зворотного зв'язку організовується шляхом вмикання R_M між виходом та інверсним входом схеми.

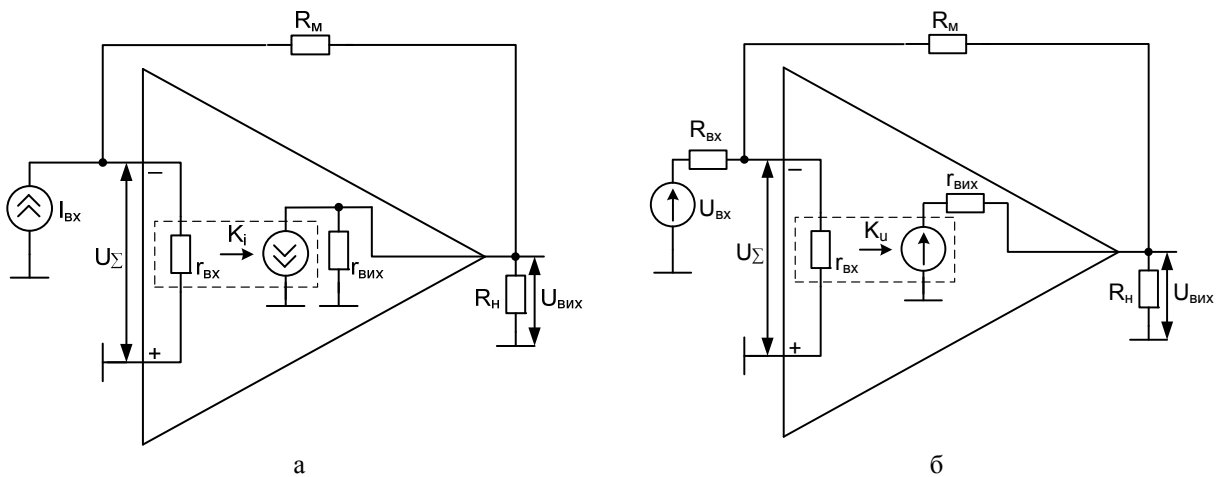


Рисунок 2 – Схеми заміщення перетворювачів а) струм-напруга; б) напруга-напруга

Залежно від типу перетворювача вхідний сигнал може бути, як у вигляді струму $I_{вх}$, так і у вигляді напруги $U_{вх}$. Вихідним сигналом є напруга $U_{вих}$. В літературних джерелах [1-3, 7, 9], в яких описуються ПСН та ПНН, наведено їх передані характеристики, які мають такий вигляд:

$$\text{ПСН: } U_{вих} \approx I_{вх} \cdot R_M; \quad \text{ПНН: } U_{вих} \approx -U_{вх} \cdot \frac{R_M}{R_{вх}}. \quad (1)$$

Наведені вирази враховують лише параметри зовнішніх кіл для ідеальних підсилювачів. Проте у цих формулах не враховуються характеристики самого підсилювача, а саме: вхідний $r_{вх}$ та вихідний $r_{вих}$ опори, які призводять до появи похибок лінійності ПСН та ПНН. Необхідно також врахувати вплив опору навантаження R_H . Оскільки основою перетворювачів є підсилювач доцільно врахувати його внутрішні коефіцієнти передачі по струму – K_i , і по напрузі – K_u , що визначаються при розірваній петлі зворотного зв'язку і описуються співвідношеннями:

$$K_i = \frac{i_{вих.вн}}{i_{вх}}; \quad K_u = \frac{U_{вих.вн}}{U_{\Sigma}}, \quad (2)$$

де $i_{вих.вн}$ – струм на виході підсилювача при розірваній петлі зворотного зв'язку ($r_{вих} \rightarrow \infty, R_M \rightarrow \infty$), $U_{вих.вн}$ – напруга на виході підсилювача при розірваній петлі зворотного зв'язку ($r_{вих} = 0, R_M \rightarrow \infty$), U_{Σ} – сумарне падіння напруги на вході підсилювача, яке викликане наявністю вхідного опору $r_{вх}$ (напруга квазінуля), $i_{вх}$ – струм на вході, який рівний: $i_{вх} = \frac{U_{\Sigma}}{r_{вх}}$.

Виведемо передатні характеристики ПСН та ПНН із урахуванням таких параметрів, як: $r_{вх}$, $r_{вих}$, $R_{вх}$, R_H , R_M , K_i , K_u .

Аналізуючи наведені схеми заміщення та використовуючи I та II закони Кірхгофа для ПСН, отримаємо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_{вх} - i_{вх} - I_M = 0 \\ I_M + i_{вих} + I_H - i_{вих.вн} = 0 \\ U_{\Sigma} + U_M - U_{вих} = 0 \\ U_{вих} - U_H = 0 \end{cases}, \quad (3)$$

де I_M – струм, що протікає через резистор R_M , $i_{вих}$ – струм на виході підсилювача, U_M – падіння напруги на резисторі R_M , U_H – напруга на резисторі R_H .

Найкритичнішим при появі похибок передатної характеристики є наявність U_{Σ} , що викликано $r_{вх}$ [5]. Виведемо передатну характеристику ПСН із врахуванням $r_{вх}$.

Враховуючи перше і третє рівняння із системи (3), отримаємо:

$$U_{вих} = i_{вх} (r_{вх} - R_M) + I_{вх} \cdot R_M. \quad (4)$$

Із виразу (2) випливає, що $I_M = i_{вх} \cdot K_i$. Підставивши у перше рівняння системи (3), отримаємо:

$$i_{вх} = \frac{I_{вх}}{1 + K_i}.$$

Враховуючи цей вираз та (4), отримаємо передатну характеристику ПСН:

$$U_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{r_{вх} + R_M \cdot K_i}{1 + K_i}. \quad (5)$$

Враховуючи значення R_H , а також друге рівняння із системи (3) і те, що $I_H = \frac{U_{вих}}{R_H}$, отримаємо:

$$i_{вх} = \frac{I_{вх} + \frac{U_{вих}}{R_H}}{1 + K_i}.$$

Підставляючи отриманий вираз у рівність (4), запишемо передатну характеристику ПСН:

$$U_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{r_{вх} + R_M \cdot K_i}{1 + K_i + \frac{R_M - r_{вх}}{R_H}}. \quad (6)$$

Проте підсилювач має вихідний опір $r_{вих}$, із врахуванням якого, отримаємо:

$$i_{вх} = \frac{I_{вх} + U_{вих} \cdot \frac{r_{вих} + R_H}{r_{вих} \cdot R_H}}{1 + K_i}.$$

Нехай $\frac{r_{вих} + R_H}{r_{вих} \cdot R_H} = \frac{1}{R_{сер}}$, тоді враховуючи рівність (4), запишемо передатну характеристику

ПСН у вигляді:

$$U_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{r_{вх} + R_M \cdot K_i}{\left(1 + \frac{R_M}{R_{сер}}\right) \cdot (1 + K_i) - \frac{r_{вх} + R_M \cdot K_i}{R_{сер}}}. \quad (7)$$

Беручи до уваги аналітичні вирази (5), (6), (7), які описують передатну характеристику ПСН із урахуванням параметрів підсилювача ($r_{вх} \ll R_M$, $r_{вих} \ll R_H$, $K_i \gg 1$), шляхом математичних спрощень, отримуємо наближений вираз (1) для ПСН.

Використовуючи I та II закони Кірхгофа для ПНН, отримаємо таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_{вх} - i_{вх} + I_M = 0 \\ i_{вих} - I_M - I_H = 0 \\ U_{вх} - U_{R_{вх}} - U_{\Sigma} = 0 \\ U_{вих \cdot R_H} - U_{r_{вих}} - U_{\Sigma} - U_M = 0 \\ U_H - U_M - U_{\Sigma} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

де $U_{R_{вх}}$ – падіння напруги на $R_{вх}$, $U_{r_{вих}}$ – падіння напруги на резисторі $r_{вих}$.

Виведемо передатну характеристику ПСН із врахуванням $R_{вх}$ і $r_{вх}$.

Враховуючи перше рівняння із системи (8) та закон Ома, отримаємо:

$$\frac{U_{R_{вх}}}{R_{вх}} - \frac{U_{\Sigma}}{r_{вх}} + \frac{U_M}{R_M} = 0. \quad (9)$$

Так, як в даному випадку $r_{вих} = 0$, то $U_{вих} = U_{вих.вн}$. Із виразу (1) маємо: $U_{\Sigma} = \frac{U_{вих}}{K_U}$. Звідки $U_M = (K_U - 1) \cdot U_{\Sigma}$. Враховуючи ці вирази, а також третє рівняння системи (8), отримаємо передатну характеристику ПНН:

$$U_{вих} = U_{вх} \cdot \frac{r_{вх} \cdot R_M \cdot K_U}{R_M \cdot (r_{вх} + R_{вх}) - (K_U - 1) \cdot r_{вх} \cdot R_{вх}} \quad (10)$$

Враховуючи значення R_H , при $r_{вих} = 0$, отримаємо збіжність передатної характеристики із виразом (10), адже $U_{вих} = U_{вих.вн}$ і сигнал повністю передається в навантаження. Проте на практиці підсилувач має $r_{вих} \neq 0$, враховуючи який, отримаємо передатну характеристику ПНН:

$$U_{вих} = U_{вх} \cdot \frac{r_{вх} \cdot R_M \cdot R_H \cdot (K_U \cdot R_M + r_{вих})}{\left[r_{вих} \cdot R_H + R_M \cdot (r_{вих} + R_H) \right] \cdot \left[r_{вх} \cdot R_{вх} + R_M \cdot (r_{вх} + R_{вх}) \right] - r_{вх} \cdot R_{вх} \cdot R_H \cdot (K_U \cdot R_M + r_{вих})} \quad (11)$$

Беручи до уваги аналітичні вирази (10), (11), які описують передатну характеристику ПНН із урахуванням параметрів підсилувача ($r_{вх} \gg R_M$, $r_{вх} \gg R_{вх}$, $R_M \approx R_{вх}$, $r_{вих} \gg R_H$, $K_U \gg 1$), шляхом математичних спрощень, отримуємо наближений вираз (1) для ПНН.

Так, як наявність $r_{вх}$ призводить до появи U_{Σ} , що, у свою чергу, до виникнення похибки лінійності. Для того, щоб оцінити вплив вхідного опору ДППС на похибку лінійності ПСН та ПНН, розглянемо приклад на основі реальних значень:

Для ПСН: $I_{вх} = \pm 1 \text{ мА}$, $U_{вих} = \pm 10 \text{ В}$, $R_M = \pm 10 \text{ кОм}$, $K_i = 100$, $r_{вх} = 25 \text{ Ом}$.

Абсолютна похибка [13] визначається, як:

$$\Delta U_{вих} = U_{вих} - U'_{вих} \quad (12)$$

де $U'_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{R_M \cdot K_i}{1 + K_i}$ – напруга на виході ПСН, при $r_{вх} = 0$.

Враховуючи вищевказані вирази та вираз (5), отримаємо:

$$\Delta U_{вих} = I_{вх} \cdot \frac{r_{вх}}{1 + K_i} \quad (13)$$

Відносна похибка [13] визначається, як:

$$\delta = \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих}} \cdot 100\% \quad (14)$$

Враховуючи вищевказані вирази, отримаємо вираз для опису відносної похибки ПСН:

$$\delta = \frac{r_{вх}}{R_M \cdot (1 + K_i)} \cdot 100\% \quad (15)$$

Враховуючи вирази (13) і (15) та реальні параметри ПСН, отримаємо, що абсолютна похибка $\Delta U_{вих} = 248 \text{ мкВ}$, а відносна $-\varepsilon = 0.0025\%$.

Для ПНН: $U_{вх} = \pm 10 \text{ В}$, $U_{вих} = \pm 10 \text{ В}$, $R_M = \pm 10 \text{ кОм}$, $K_U = 100$, $R_{вх} = 10 \text{ кОм}$, $r_{вх} = 1 \text{ МОм}$, $r_{вх} \gg R_M$, $R_{вх}$.

Враховуючи вирази (1) і (12), отримаємо:

$$\Delta U_{вих} = U_{вх} \cdot \frac{-R_M \cdot \left[r_{вх} \cdot R_{вх} + R_M \cdot (r_{вх} + R_{вх}) \right]}{R_{вх} \cdot \left[R_M \cdot (r_{вх} + R_{вх}) - (K_U - 1) \cdot r_{вх} \cdot R_{вх} \right]} \quad (16)$$

Враховуючи вираз (14) відносна похибка ПНН матиме вигляд:

$$\delta = \frac{R_M \cdot (r_{ex} + R_{ex}) - r_{ex} \cdot R_{ex}}{r_{ex} \cdot R_{ex} \cdot K_U} \cdot 100\% \quad (17)$$

Враховуючи вирази (16) і (17) та реальні параметри ПНН, отримуємо, що абсолютна похибка $\Delta U_{вих} = 100 \text{ мкВ}$, а відносна $-\varepsilon = 0.001\%$.

Аналізуючи отримані дані, легко побачити, що для побудови прецизійних ПСН доцільно використовувати ДППС із низьким входним опором r_{ex} (рис.1, а). У цьому плані шляхом до підвищення точності є також збільшення коефіцієнту підсилення по стуму K_i , що забезпечують ДППС із середнім входним опором із наявністю підсилення (рис.1, б). Водночас використання такого підходу дозволяє вирішити проблему підсилення на каскад [14]. Зменшити похибку лінійності можна додатково збільшивши глибину зворотного зв'язку R_M . Проте такий підхід призводить водночас до зменшення швидкості [9].

Для побудови ПНН доцільно використовувати ДППС на основі комплементарних польових транзисторів (рис.1, в). Такі ДППС хоч і мають високий входний опір, проте можуть бути використані при роботі із входними сигналами у вигляді напруги та джерелами сигналів ємнісного характеру, а також забезпечують підсилення, що дозволяє вирішити проблему підсилення на каскад.

Практичну принципову схему ПСН, який побудовано на базі ДППС із середнім входним опором, зображено на рис. 3.

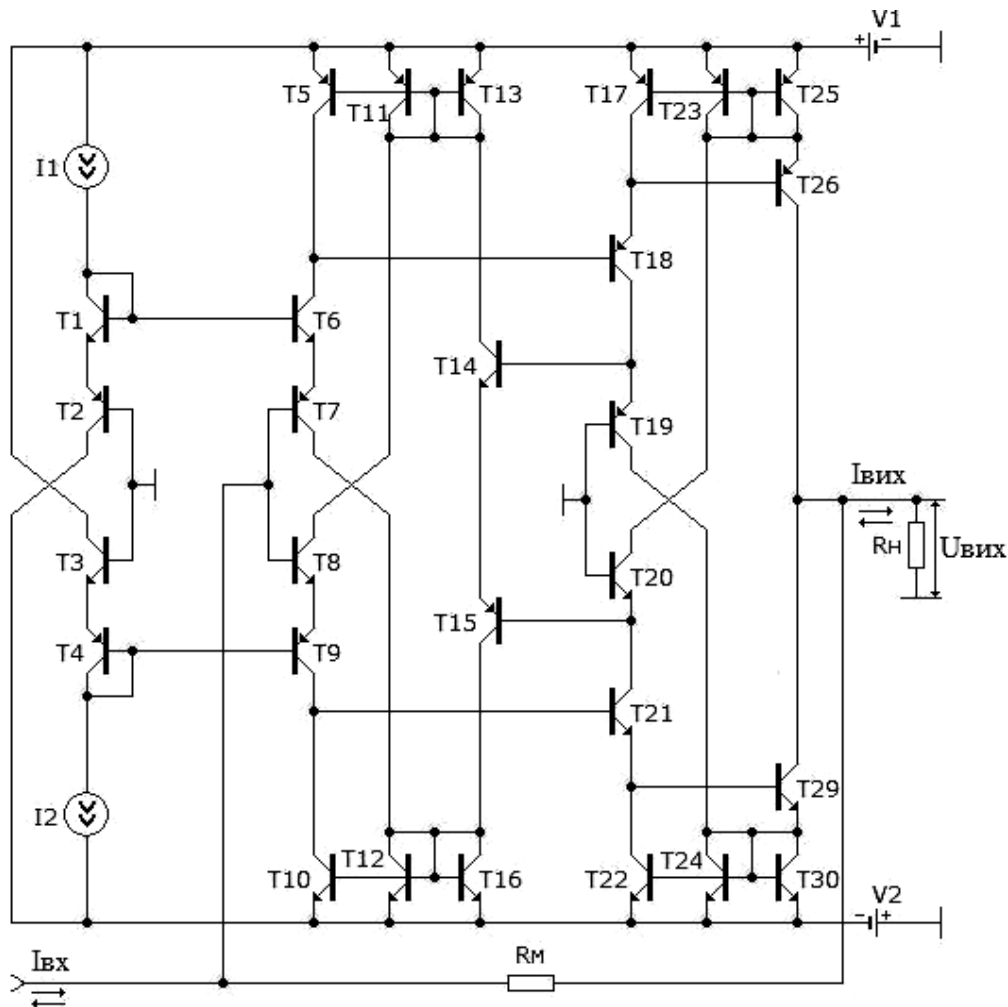


Рисунок 3 – Принципова схема ПСН на базі ДППС із середнім входним опором.

ДППС має такі характеристики: $K_i = 36150$ (94,2 дБ), $r_{ex} = 380 \text{ Ом}$. Входні параметри для ПСН: $I_{ex} = \pm 1 \text{ мА}$, $R_M = \pm 10 \text{ кОм}$. Відповідно до (13) та (15) отримуємо такі характеристики ПСН:

$U_{вих} = \pm 10 \text{ В}$, $\Delta U_{вих} = 21 \text{ мкВ}$, $\delta = 0.0001 \%$. На рис. 4 зображено результати комп'ютерного моделювання схем ДППС із середнім входним опором, а саме: передатної характеристики $U_{вих} = f(I_{вх})$ (рис. 4, а) та абсолютної похибки $\Delta U_{вих} = f(I_{вх})$ (рис. 4, б). Відповідно до результатів комп'ютерного моделювання отримуємо: $\Delta U_{вих} = 20.93 \text{ мкВ}$, $\delta = 0.0001 \%$. Як видно, отримуємо близькі значення до значень, які отримано на основі аналітичних виразів.

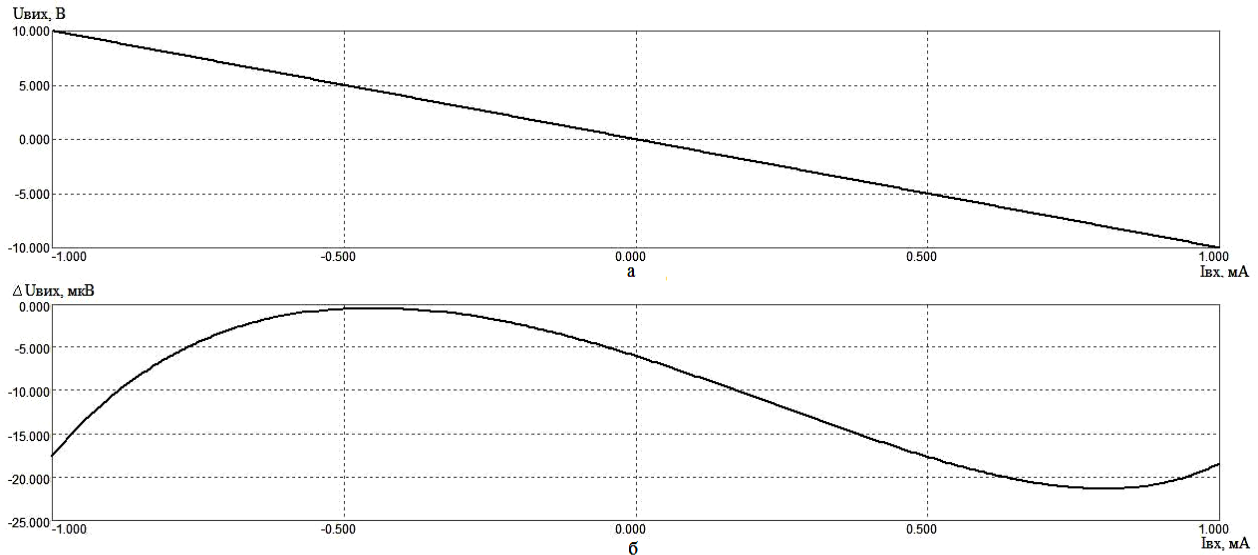


Рисунок 4 – Графічна інтерпретація передатної характеристики (а) та абсолютної похибки (б) ПСН на базі ДППС із середнім входним опором.

Висновки:

1. Проаналізовано запропонований метод структурно-функціональної організації ДППС, в якому використовуються входні каскади із низьким, середнім та високим входними опором. Це дозволяє будувати ПСН та ПНН із заданими характеристиками перетворення.
2. Виведено аналітичні співвідношення, що дозволяють описати передатні характеристики ПСН та ПНН із урахуванням параметрів підсилювача, зовнішніх кіл та опору навантаження.
3. Доведено адекватність моделей передатних характеристик ПСН та ПНН, отриманих, як в аналітичній формі, так і шляхом комп'ютерного моделювання.

Список літератури

1. Walt Kesler. ANALOG-DIGITAL CONVERSION / Walt Kesler – ADI Central Application Department, March 2004. – 1127 p.
2. Alan B. Grebene. Bipolar and MOS analog integrated circuit design / Alan B. Grebene – New Jersey: Wiley Classic Library, 2002. – 915 p.
3. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Волович Г.И. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 528 с.
4. Walter G. Jong, Op Amp applications handbook / Walter G. Jong – Analog Devices series, 2004, – 895 p.
5. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: [справочное руководство] / У. Титце, К. Шенк; [пер. с нем.] – М.: 1982. – 512 с., ил.
6. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и лнейных ИС / Фолкенберри Л. [пер. с англ.] – М.: Мир, 1985. – 572 с., ил.
7. Пейтон А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж.Пейтон, В. Волш – М.: БИНОМ, 1994 – 352 с.: ил. – ISBN 5-7503-0013-7
8. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: [монографія] / Азаров О.Д. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 257 с.
9. Уин Палмер. Быстродействующий прецизионный усилитель-преобразователь сопротивлений / Уин Палмер // Электроника. Серия: методы, схемы, аппаратура – 1988. – №1. – С. 77-82.
10. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. / Степаненко И. П. – изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: «Энергия», 1973. – 608 с., ил.
11. Азаров О.Д. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму / О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, С.В. Богомолів // Наукові праці

- Вінницького національного технічного університету. Електронне наукове фахове видання – 2007. – №1(1). 8 с.
12. Азаров О.Д. Похибки лінійності передатної характеристики вхідного каскаду двотактних підсилювачів струму / О.Д. Азаров, С.В. Богомолів, В.Я. Стейскал // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. Вінницький національний технічний університет – 2010. – №3(19). – С. 4-12.
 13. Касаткин А.С. Электротехника: [учеб. пособие для вузов] /А.С. Касаткин, М.В. Немцов– изд. 4-е, перераб. – М.:Энергоатомиздат, 1983. – 440 с., ил.
 14. Азаров О.Д. Схемна організація вхідного комплементарного каскаду двотактного симетричного підсилювача постійного струму / О.Д. Азаров, С.В. Богомолів // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет – 2009. – №3(27). – С. 6-13.

»

Відомості про авторів

Азаров Олександр Дмитрович – завідувач кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 58-02-25

Богомолів Сергій Віталійович – аспірант кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. +38-097-131-83-78, e-mail: bogomolovsergiy@rambler.ru.

УДК 621.396

Г.Г. БОРТНИК, М.Л. МІНОВ, О.В. СТАЛЬЧЕНКО

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ У РАДІОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСАХ

Анотація. У роботі розроблено критерії ефективності швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів, що можуть застосовуватись в радіотехнічних комплексах. Виконано аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення радіосигналів, в результаті якого можна стверджувати, що використання швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів дає можливість реалізувати цифрові радіотехнічні комплекси на базі методології цифрового оброблення радіосигналів, що створює умови для підвищення точності та розширення функціональних можливостей сучасних комплексів.

Ключові слова: аналого-цифрові перетворювачі, цифрова обробка сигналів, радіотехнічні комплекси.

Аннотация. В работе разработаны критерии эффективности быстродействующих аналого-цифровых преобразователей, которые могут применяться в радиотехнических комплексах. Выполнен анализ эффективности аналого-цифрового преобразования радиосигналов, в результате которого можно утверждать, что использование быстродействующих аналого-цифровых преобразователей дает возможность реализовать цифровые радиотехнические комплексы на базе методологии цифровой обработки сигналов, что создает условия для повышения точности и расширения функциональных возможностей современных комплексов

Ключевые слова: аналого-цифровые преобразователи, цифровая обработка сигналов, радиотехнические комплексы.

Annotation. The criteria of efficiency of fast-acting analog-digital converteres which can be used in radio engineerings complexes are in-process developed. The analysis of efficiency of analog-digital transformation of radiosignals, as a result of which it is possible to assert that the use of fast-acting analog-digital converteres is given by possibility to realize digital radioengineerings complexes on the base of methodology of digital treatment of radiosignals, which creates terms for the increase of exactness and expansion of functional possibilities of modern complexes, is executed.

Keywords: analog-digital converters, digital signal processing, radioengineerings complexes.

Вступ

Протягом останніх років спостерігається загальна тенденція розвитку радіотехніки та зв'язку, спрямована на перехід від аналогової до цифрової обробки сигналів (ЦОС). Стрімкий розвиток мікроелектронної цифрової та аналого-цифрової елементної бази та поява нових компонентів змінює структуру радіотехнічного тракту, а саме ті частини радіотехнічних пристроїв і систем, які традиційно реалізовувались на базі аналогових методів обробки, будуються на базі ЦОС. Таким чином, відбувається проникнення цифрової методології обробки сигналів у радіотехнічні вузли, які раніше вважались виключно аналоговими, тобто спостерігається наближення ЦОС до лінійного тракту (хвилеводів, антен, коаксіальних кабелів).

Останнім часом, у зв'язку з бурхливим розвитком цифрової компонентної бази, яка інтенсивно нарощує свої можливості за швидкодією, з'явилися реальні можливості її використання для створення цифрових радіотехнічних комплексів (РТК). Для реалізації цифрового приймання радіосигналів у заданій смузі частот обов'язковим є наявність аналого-цифрового перетворювача (АЦП) [1].

Для оцінювання якості цифрових РТК можна використовувати різноманітні критерії ефективності функціонування. Зараз при розробці та експлуатації РТК використовують інформаційні, енергетичні, оперативно-тактичні та військово-економічні критерії ефективності [2]. Але вказані критерії розроблені для аналогової техніки і тому вони не дають можливості врахувати особливості аналого-цифрового перетворення сигналів в РТК. На даний час для цифрових РТК загальноприйнятих критеріїв ефективності аналого-цифрового перетворення не розроблено [3].

Мета роботи та постановка задач

Метою роботи є розробка критеріїв ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів РТК, що дає можливість підвищити точність цифрового оброблення радіосигналів та розширити функціональні можливості сучасних РТК.

Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- проаналізувати основні чинники, що впливають на спотворення радіосигналів у результаті аналого-цифрового перетворення;
- розробити критерії ефективності швидкодіючих АЦП, що можуть застосовуватись в РТК;
- виконати аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення радіосигналів.

Розв'язання задач

Основні недоліки цифрових РТК, пов'язані зі спотворенням прийнятих аналогових радіосигналів, обумовлені дискретизацією та квантуванням сигналів, помилками у формуванні цифрового і аналогового представлення модульовальної функції та її спектра.

Суттєвий внесок у спотворення сигналів вносить АЦП, який є нелінійним пристроєм. АЦП породжує специфічні шуми квантування, обумовлені ступінчастою амплітудною характеристикою та шуми обмеження, які виникають при перевищенні миттєвими значеннями прийнятого сигналу

$u_r(t)$ максимальних рівнів даного АЦП. Вихідний відлік АЦП в i -й момент часу дорівнює сумі істинного значення вхідного сигналу $u_r(i)$, шуму квантування $u_{cn}(i)$, зовнішнього та внутрішнього шумів приймача $n(i)$ та шуму обмеження АЦП $u_{en}(t)$

$$u(i) = u_r(i) + n(i) + u_{cn}(i) + u_{en}(i). \quad (1)$$

Відліки $n(i)$ відображають не лише внутрішні шуми приймача та шуми антени, але й будь-які зовнішні завади, що діють на приймач РТК в i -й момент часу.

Для квазілінійної моделі АЦП вважають, що шум квантування $u_{cn}(t)$ є випадковим процесом, некорельованим з вхідним сигналом $u_r(t)$ та шумом $n(i)$. До такого ж класу можна виділити шум обмеження, який виникає при перевищенні вхідного сигналу АЦП його максимального рівня u_{\max} . Але при значній інтенсивності шумів приймача РТК, що виникають під дією зовнішніх та внутрішніх чинників, усі сигнали на вході АЦП стають корельованими між собою. Сама амплітудна характеристика АЦП спотворюється за рахунок статистичної лінеаризації нелінійності. Тому за умов великого рівня шумів АЦП при оцінюванні ефективності цифрових РТК необхідно використовувати нелінійні методи статистичного аналізу.

Відомо, що рівень шумів квантування АЦП залежить від кроку квантування h . Якщо значення відліків $u_{cn}(i)$ шуму квантування некорельовані один з одним і відліками $n(i)$ вхідного шуму, то дисперсія шуму квантування дорівнює [4]

$$\sigma_c^2 = \frac{h^2}{12}. \quad (2)$$

Якщо рівень вхідного сигналу знаходиться у межах динамічного діапазону АЦП, то дисперсія еквівалентного шуму дорівнює

$$\sigma_e^2 = \frac{h^2}{12} + \sigma_n^2, \quad (3)$$

де σ_n^2 – дисперсія внутрішніх та зовнішніх шумів приймача.

З виразу (3) видно, що дисперсія еквівалентного шуму зростає лінійно разом зі зростанням інтенсивності шумів квантування та приймача.

Обмеження вхідного сигналу $u_r(t)$ в АЦП внаслідок нелінійності його амплітудної характеристики призводить до виникнення шумів обмеження. Їх інтенсивність залежить від порогу обмеження u_{\max} . При збільшенні динамічного діапазону АЦП рівень шумів обмежується і при $\frac{u_{\max}}{\sigma_e} > 3$ шуми обмеження незначно спотворюють цифровий еквівалент вхідного аналогового сигналу.

Дисперсія шумів квантування σ_c^2 при заданому діапазоні змінювання миттєвих значень сигналу лінійно зменшується зі збільшенням числа розрядів АЦП m .

Однією з найважливіших характеристик РТК є динамічний діапазон, який залежить від рівня обмеження u_{\max} . Спотворення вхідного сигналу РТК за малої інтенсивності шумів пов'язані головним чином з рівнем обмеження u_{\max} і кроком квантування h . Існує протиріччя між прагненням зменшити крок квантування h і збільшенням рівня обмеження u_{\max} . З одного боку, зменшення кроку квантування h підвищує точність відтворення вхідного сигналу, а з іншого – призводить до відносного зростання впливу шумів приймача σ_n^2 . Водночас збільшення порогу u_{\max} при збереженні розрядності АЦП супроводжується зростанням шумів квантування σ_c^2 або при зростанні числа розрядів призводить до ускладнення АЦП.

Нехай відносна дисперсія шуму квантування дорівнює $\delta_c = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_e^2}$ а відносна дисперсія шуму обмеження – $\delta_l = \frac{\sigma_l^2}{\sigma_e^2}$ Тоді залежності вказаних вище відносних дисперсій від пронормованого рівня обме-

ження $\frac{u_{\max}}{\sigma_e}$ для числа розрядів $m=6$ і $m=8$ можна представити у вигляді графіків, наведених на рис.1.

Як видно з графіків інтенсивність відносного сумарного шуму $\delta_e = \delta_c + \delta_l$ має нечітко виражений мінімум при $\frac{u_{\max}}{\sigma_e} = 3 \div 3,5$. Тому, вибір оптимального динамічного діапазону АЦП, з урахуванням графіків на рис.1 та виразу $u_{\max} = h \cdot 2^{m-1}$, буде здійснюватись з умови

$$h \cdot 2^{m-1} = (3 \div 3,5) \cdot \delta_l. \quad (4)$$

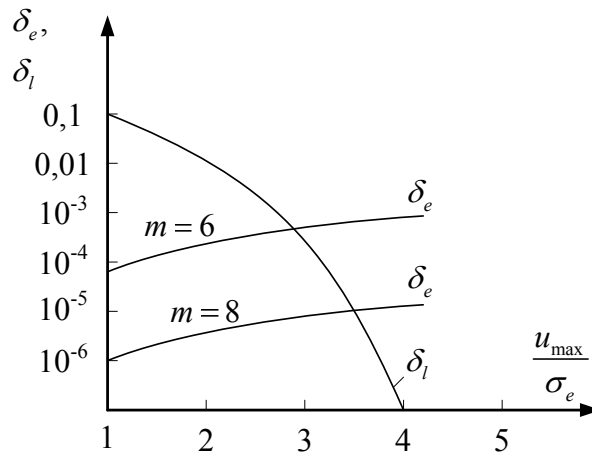


Рисунок 1 – Залежність відносних дисперсій шуму від діапазону зміни рівня обмеження

У випадку вхідного сигналу, який характеризується нормальним законом розподілу, сумарна відносна дисперсія шумів квантування і обмеження приблизно дорівнює 0,001 (для 6-розрядного АЦП) або 0,00001 (для 8-розрядного АЦП).

Для оцінювання якості відтворення сигналу цифровим РТК доцільно використовувати інформаційний критерій подібності, який дозволяє оцінювати, ступінь відмінності відновленого сигналу $u_p(t)$ від прийнятого сигналу $u_r(t)$. Чисельно інформаційний критерій може бути представлений коефіцієнтом взаємної кореляції

$$R(\tau) = \frac{\langle u_r(t) \cdot u_p(t) \rangle}{\sigma_r \cdot \sigma_p}, \quad (5)$$

де σ_r, σ_p – середньоквадратичні значення вхідного та відтвореного сигналів.

Час кореляції τ_k сигналів $u_r(t)$ і $u_p(t)$ визначається як $\tau_k = 0,5 \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau$. Значення τ_k може слугувати грубою оцінкою якості відтворення сигналу $u_r(t)$. Якщо $\tau_k \geq T_V$, де T_V – час накопичення реалізацій сигналу в РТК, то відтворений сигнал на виході задовольняє умовам критерію якості. Значення $R(\tau)$ залежить від шумів квантування і обмеження, а при оптимальному виборі u_{\max} залежить від розрядності АЦП. При розробці цифрових РТК прагнуть максимально послабити потужність паразитних складових у спектрі прийнятого сигналу. Оцінку рівня паразитних складових у спектрі сигналу можна знайти за допомогою коефіцієнта енергетичних втрат

$$\beta_p = \frac{P_n}{P_o}, \quad (6)$$

де P_n – потужність максимальної за інтенсивністю бічної паразитної складової спектра сигналу;

P_o – потужність основної корисної складової спектра сигналу.

На рис.2. представлено залежності інформаційного та енергетичного критеріїв якості від числа розрядів АЦП.

Як видно з графіків при $m \geq 5$ розрядів прийнятий цифровим РТК сигнал відтворюється з високою достовірністю. Цей випадок добре узгоджується з наведеними вище твердженнями про вплив власних шумів та динамічного діапазону АЦП на значення дисперсії сумарних завад на виході АЦП. Так, при 6-розрядному аналого-цифровому перетворенні паразитні складові знаходяться нижче рівня -30 дБ. Тобто, використання 6-розрядних надшвидкодійних АЦП дає змогу відтворити з високою точністю сигнали в цифрових РТК.

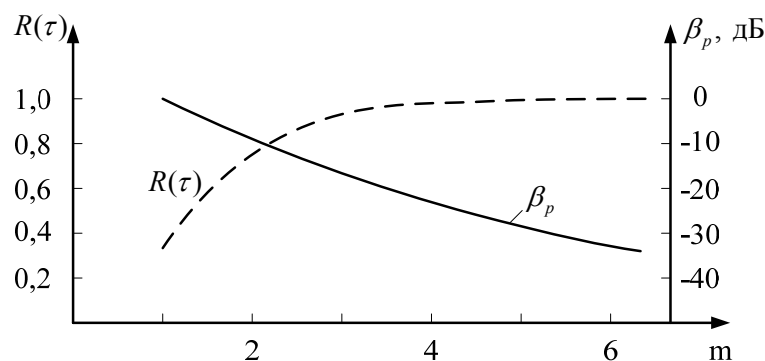


Рисунок 2 – Залежності інформаційного та енергетичного критеріїв ефективності від розрядності АЦП

Висновки

1. Запропоновано як критерій ефективності АЦП інформаційний критерій подібності, який дозволяє оцінювати, ступінь відмінності відновленого сигналу на виході РТК від прийнятого аналогового сигналу.
2. Для оцінювання рівня паразитних складових у спектрі сигналу на виході РТК запропоновано використовувати коефіцієнт енергетичних втрат, який враховує потужність максимальної за інтенсивністю бічної паразитної складової спектра та потужність основної корисної складової спектра сигналу.
3. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення радіосигналів дає змогу стверджувати, що використання швидкодійних АЦП дає можливість реалізувати цифрові РТК на базі методології цифрового оброблення радіосигналів, що створює умови для підвищення точності та розширення функціональних можливостей сучасних РТК.

Список використаної літератури

1. Радзиевский В.Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки./ В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота. – М.: Радиотехника, 2004. – 432с. ISBN 5-93108-067-8.
2. Брагин А.Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов/ А. А. Брагин, А. Л. Семенюк. – М.: Издательство стандартов, 1989. – 164с.
3. Гельман М. М. Системные аналого-цифровые преобразователи и процессоры сигналов/ М. М Гельман. – М.: Мир, 1999. – 559 с.
4. Руднев П.И. Динамические параметры аналого-цифровых преобразователей и методы их измерений/ П.И.Руднев, Б.А.Хаджи, В.Ю.Чернышев// Радиотехника и электроника. – 1993. – № 10. – С.1968-1876.

Відомості про авторів

Бортник Геннадій Григорович – к.т.н., доцент кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м.Вінниця, 21021, тел.59-86-74, bgen88@gmail.com.

Мінов Михайло Леонідович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м.Вінниця, 21021, тел.59-86-74.

Стальченко Олександр Володимирович – асистент кафедри телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м.Вінниця, 21021, тел.59-86-74.

УДК 621.3

А.Я. КУЛИК

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

**ВИЗНАЧЕННЯ ГРАНИЧНОЇ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ДИСКРЕТНОЇ ІНФОРМАЦІЇ
ДЛЯ РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ КОНТРОЛЮ**

Анотація. Розглядається передавання інформації в інформаційно-вимірювальних системах та комп'ютерних мережах в реальних умовах впливу завад. Пропонується алгоритм визначення граничної швидкості передавання.

Ключові слова: вимірювання, рівень сигналу, похибка.

Аннотація. Рассматривается передача информации в информационно-измерительных системах и компьютерных сетях в реальных условиях влияния помех. Предлагается алгоритм определения предельной скорости.

Ключевые слова: измерения, уровень сигнала, погрешность.

Abstract. In this article show the information transmitting on the information-measurement systems and computer nets by the real hindrance
Keywords: measurement, signal strength, error.

Вступ

В розподілених системах різного функціонального призначення та комп'ютерних мережах передавання інформації здійснюється в досить жорстких умовах впливу завад [1, 2]. В результаті їх впливу та наявності спотворень в каналах зв'язку форма сигналу на виході каналу відрізняється від його форми на вході каналу. При надходженні до приймальної частини прямокутна форма елементів сигналу відновлюється за принципом порогових значень чи переходу через нуль. В результаті цього фронти відновлених сигналів на виході каналу зв'язку не співпадають з фронтами початкових імпульсів на його вході. При цьому виникають граничні спотворення сигналів, які можуть призвести до втрати інформації за рахунок втрати синхронізації. Часова відстань між фронтами початкового та кінцевого імпульсів пов'язана із характером та рівнем завад і при певній швидкості передавання буде викликати спотворення інформації. За рахунок підвищення швидкості передавання в реальних умовах, проблема забезпечення ефективного передавання інформації розглядається досить широко, що підтверджується відповідними оглядами [3, 4].

Мета дослідження

Під час обміну інформацією основною проблемою є підвищення ефективності передавання, яке полягає у забезпеченні максимальної швидкості передавання із дотриманням необхідної вірогідності приймання даних. Таким чином важливою задачею є визначення граничної швидкості передавання для збереження працездатності пристрою.

Розв'язок задачі досліджень

Напряга на приймальному боці каналу зв'язку $U_{np}(t)$ являє собою суму напруг інформативного сигналу на передавальному боці $U_{nep}(t)$ та завади $\Delta U(t)$

$$U_{np}(t) = U_{nep}(t) + \Delta U(t). \quad (1)$$

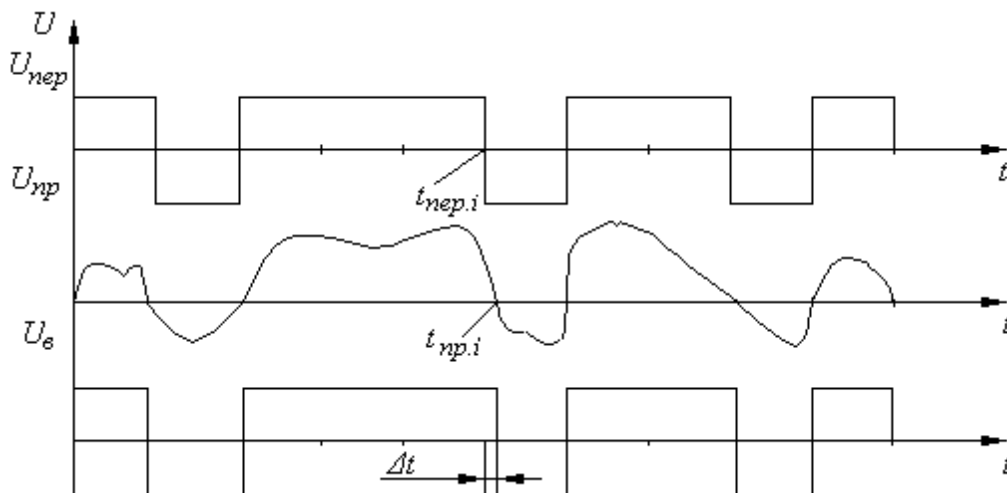


Рисунок 1 – Часові діаграми спотворення сигналів в умовах граничних завад

Час переходу через нуль i -го імпульсу для сигналу передавання $t_{nep,i}$ та сигналу приймання $t_{np,i}$ відрізняється на Δt (рис. 1). Ця різниця визначається переходами через нуль сигналів, що відповідно визначається умовами $U_{nep}(t) = 0$ та $U_{np}(t) = 0$. З урахуванням того, що зсув фронтів

$$\Delta t = t_{nep} \Big|_{U_{nep}(t)=0} - t_{np} \Big|_{U_{np}(t)=0} \quad (2)$$

малий, можна визначити

$$U_{np}(t_{np}) = U_{np}(t_{nep}) + \Delta U(t) \approx U_{np}(t_{nep}) + \left. \frac{dU_{np}(t)}{dt} \right|_{t=t_{nep}} \cdot \Delta t. \quad (3)$$

Виходячи з цього

$$\Delta t = \frac{U_{np}(t_{np}) - U_{np}(t_{nep})}{\left. \frac{dU_{np}(t)}{dt} \right|_{t=t_{nep}}}. \quad (4)$$

Оскільки $U_{np}(t_{np}) = 0$

$$U_{np}(t_{np}) = U_{nep}(t_{nep}) + \Delta U(t_{nep}) = \Delta U(t_{nep}). \quad (5)$$

Підставляючи отриманий результат у (4), можна отримати

$$\Delta t = \frac{-\Delta U(t_{nep})}{\left. \frac{dU_{np}(t)}{dt} \right|_{t=t_{nep}}}, \quad (6)$$

а з урахуванням того, що похідні можна вважати приблизно рівними

$$\left. \frac{dU_{np}(t)}{dt} \right|_{t=t_{nep}} \approx \left. \frac{dU_{nep}(t)}{dt} \right|_{t=t_{nep}}, \quad (7)$$

стрімкість фронтів імпульсів буде дорівнювати

$$S_{\phi} = \frac{v_{\phi}}{U_1 - U_0} = \frac{dU_{nep}(t)}{dt} \cdot \frac{1}{U_1 - U_0}. \quad (8)$$

де $v_{\phi} = \frac{dU_{nep}(t)}{dt}$ – швидкість зростання фронту

U_0 та U_1 – відповідно рівні логічних „нуля” та „одиниці”.

Тоді

$$\Delta t = -\frac{\Delta U(t_{nep})}{S_{\phi} \cdot (U_1 - U_0)}. \quad (9)$$

З урахуванням виду модуляції, що характеризується коефіцієнтом k_m , швидкість передавання сигналів каналом зв'язку v_c пов'язана зі швидкістю передавання інформації v_i співвідношенням

$$v_c = \frac{v_i}{k_m}. \quad (10)$$

Степінь граничного спотворення імпульсів визначається співвідношенням

$$\delta_i = \frac{\Delta t}{\tau_i}. \quad (11)$$

Тоді

$$\delta_i = -\frac{\Delta U(t_{nep})}{S_\phi \cdot (U_1 - U_0)} \cdot \frac{v_i}{k_m}. \quad (12)$$

Виходячи з того, що під час передавання в каналі зв'язку здійснюється взаємодія декількох чинників, які мають випадковий характер і незалежні одна від одної, результуючий закон розподілу буде наближатися до нормального

$$f(\Delta U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot U_\xi} \cdot e^{-\frac{(\Delta U)^2}{2U_\xi^2}}. \quad (13)$$

Щільність розподілу випадкової величини $f(\delta)$ можна знайти з (13), користуючись відомим виразом

$$f(\delta) = f(\Delta U) \cdot \left| \frac{d(\Delta U)}{dt} \right|, \quad (14)$$

$$\Delta U(t_{nep}) = -\frac{S_\phi \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m}{v_i} \cdot \delta, \quad (15)$$

$$\frac{d\Delta U(t_{nep})}{dt} = -\frac{S_\phi \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m}{v_i}. \quad (16)$$

Підставляючи (15) та (16) до (13), можна отримати

$$f(\Delta U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot U_\xi \cdot \frac{v_i}{S_\phi \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m}} \cdot e^{-\frac{\delta^2}{2 \left(U_\xi \cdot \frac{v_i}{S_\phi \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m} \right)^2}}. \quad (17)$$

Виходячи з отриманого виразу, середньоквадратичне відхилення степені граничного спотворення імпульсів визначається співвідношенням

$$\sigma_\delta = U_\xi \cdot \frac{v_i}{S_\phi \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m}. \quad (18)$$

До отриманої формули (18) входить швидкість передавання інформації та різниця між рівнями напруги логічних "одиниці" та "нуля", тобто параметри, які можуть варіюватися під час передавання. Виходячи з правила "3σ", яке показує, що 99,7% значень попадають до цього інтервалу, можна підібрати оптимальні швидкість передавання v_i та рівні сигналів U_1 і U_0 , задаючись граничним спотворенням імпульсів δ з умови підтримання працездатності пристрою передавання. Тобто кінцева формула буде мати вигляд

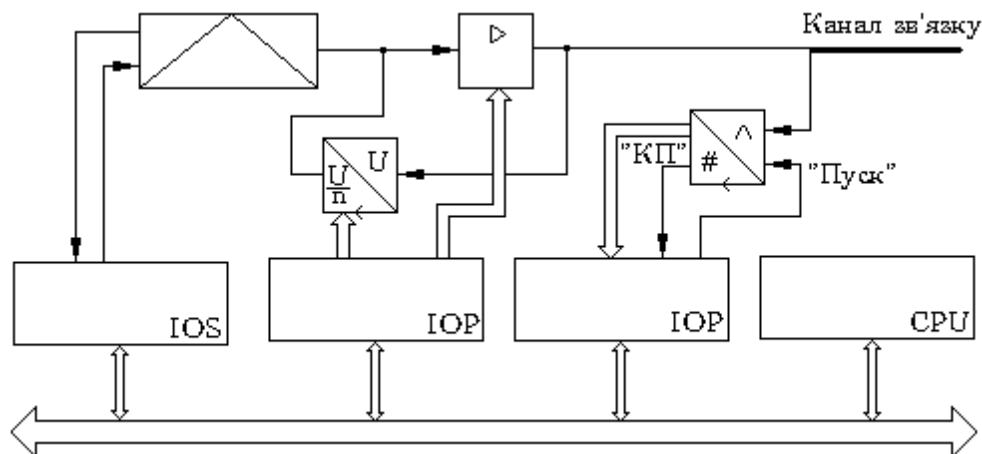


Рисунок 2 – Структура засобів обміну інформацією для реалізації алгоритму адаптації

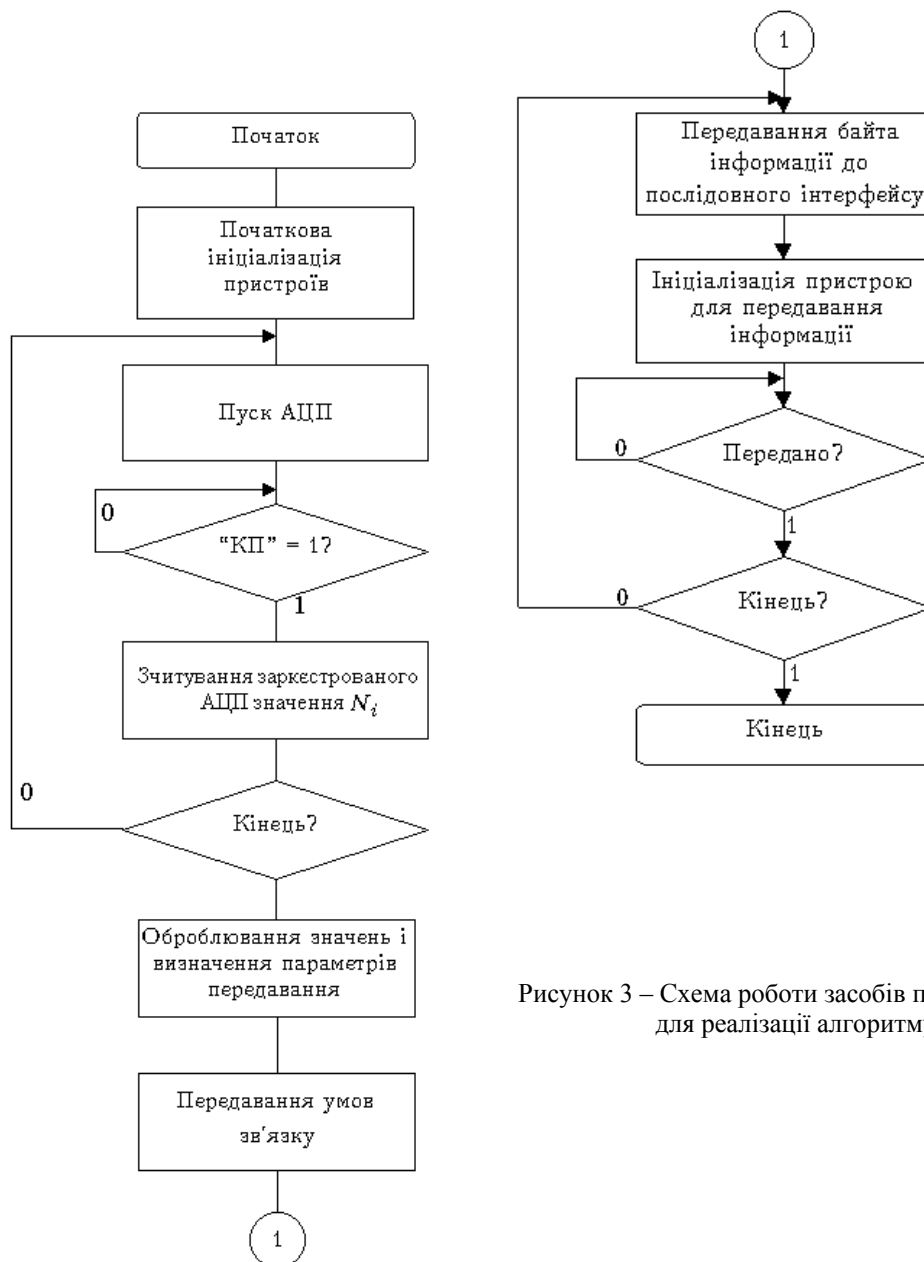


Рисунок 3 – Схема роботи засобів передавання інформації для реалізації алгоритму адаптації

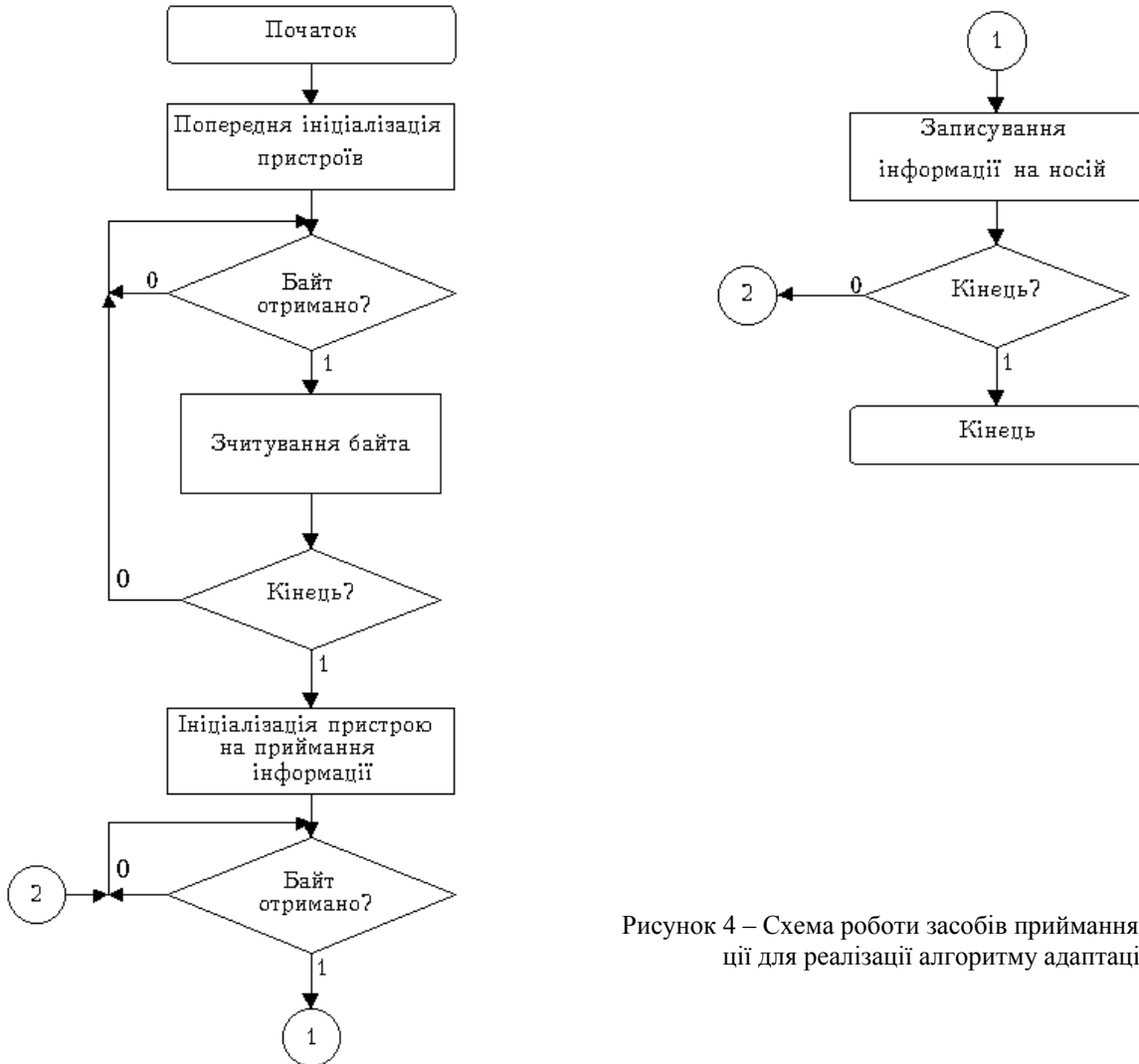


Рисунок 4 – Схема роботи засобів приймання інформації для реалізації алгоритму адаптації

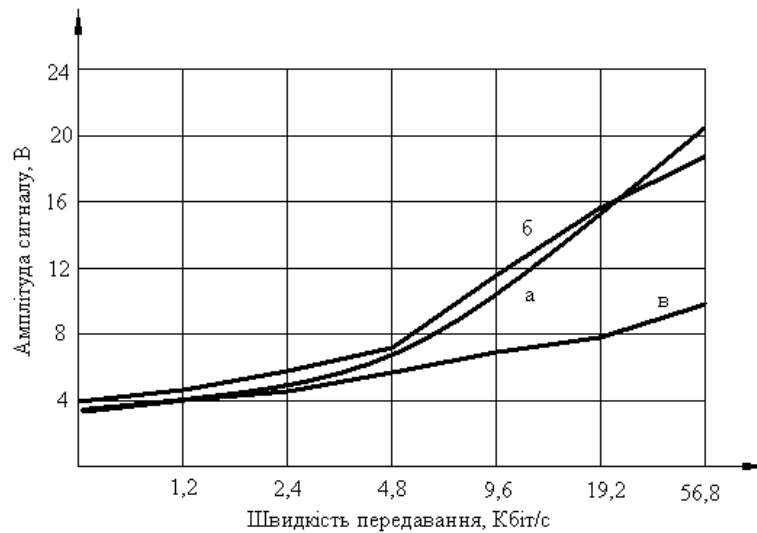


Рисунок 5 – Теоретична та експлуатаційна характеристики пристрою, що реалізує метод адаптації з урахуванням граничних завод: а – теоретична; б – експлуатаційна (без адаптації); в – експлуатаційна з адаптацією

$$\delta_{\max} = 3U_{\xi} \cdot \frac{v_{\max}}{S_{\phi} \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m}, \quad (19)$$

$$v_{\max} = \frac{\delta_{\max} \cdot S_{\phi} \cdot (U_1 - U_0) \cdot k_m}{3 \cdot U_{\xi}}. \quad (20)$$

Висновки

Таким чином, виходячи з відомих параметрів передавання (амплітуди рівнів логічних нуля та одиниці, стрімкості фронтів), визначивши амплітуду завади в каналі зв'язку та задавшись похибкою, можна отримати максимальне значення швидкості передавання для реальних умов. Описаний алгоритм може бути реалізований програмно-апаратним шляхом на базі персонального комп'ютера чи мікропроцесорного контролера (рис. 2) [5] із програмними драйверами, наведеними на рис. 3, 4. При цьому може бути задіяний режим програмного опитування, переривань чи прямого доступу до пам'яті. Отримані результати підтверджуються експериментальною перевіркою, результати якої наведені на рис. 5.

Список використаної літератури

1. Кветний Р.Н., Компанець М.М., Кривоугбченко С.Г., Кулик А.Я. Основи техніки передавання інформації. – Вінниця: Універсум-Вінниця, 2002, 358 с.
2. Шварцман В.О., Емельянов Г.А. Теория передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1979, с. 112 – 118.
3. Кулик А.Я. Адаптивні алгоритми передавання інформації. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. – 213 с.
4. Кветний Р.Н., Кулик А.Я., Кривоугбченко С.Г., Кривоугбченко Д.С. Методи адаптації пристроїв передавання інформації до параметрів каналу зв'язку. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 213 с.
5. Патент України на винахід 52880А. Н03М 13/00. Спосіб передавання дискретної інформації з адаптацією до умов передавання та пристрій для його реалізації. Бюл. № 1, 15.01.2003 /Кветний Р.Н., Кулик А.Я., Кривоугбченко С.Г., Компанець М.М., Кривоугбченко Д.С.

Відомості про авторів

Кулик Анатолій Ярославович – д.т.н., доцент, професор кафедри автоматики та інформаційно-вимірювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, Україна, 21021, тел. (0432) 598-437, E-mail: kulyk@inaeksu.vstu.vinnica.ua

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 616. 07:519.248(045)

Е.Т. ВОЛОДАРСЬКИЙ¹, Л.О КОШЕВА²

1. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ

2. Національний авіаційний університет, Київ

ІТЕРАЦІЙНА ПРОЦЕДУРА ОЦІНЮВАННЯ ЗАЛЕЖНОСТІ ПРЕЦИЗІЙНОСТІ РЕЗУЛЬТАТУ ВИПРОБУВАНЬ ВІД РІВНЯ ДОСЛІДЖУВАНОЇ ВЕЛИЧИНИ

Анотація. Розглянуто підхід до оцінювання залежності прецизійності результату від рівня досліджуваної величини, оснований на ітераційній процедурі, що дозволяє отримати адекватну модель регресії з гетероскедастичністю впливів.

Ключові слова: випробування, ітераційна процедура, прецизійність, зважений метод найменших квадратів.

Аннотация. Рассмотрен подход оценивания зависимости прецизионности результата от уровня исследуемой величины, основанный на итерационной процедуре, которая позволяет получить адекватную модель регрессии с гетероскедастичностью возмущений.

Ключевые слова: испытания, итерационная процедура, прецизионность, взвешенный метод наименьших квадратов

Abstract. The approach of estimation precision of the result from the level of the investigated quantity, which is based on the iterative procedure, which allows to get an adequate regression model with heteroscedasticity disturbances.

Keywords: the tests, iterative procedure, pretsyziynist weighted least squares method.

Вступ

Точність результатів випробувань у перше чергу залежить від прецизійності поточних результатів, яка характеризується дисперсією повторюваності (коли спостерігається тільки вплив випадкових величин) та дисперсією відтворюваності, що залежить від можливої розбіжності між випробувальним обладнанням, умовами проведення експерименту та кваліфікацією операторів у лабораторіях. Як впливає з міжнародного стандарту [1] невизначеність результатів вимірювання при випробуваннях визначається дисперсією відтворюваності стандартизованої методики. Тому для забезпечення порівнянності результатів, що отримують за даною методикою у будь-якій лабораторії необхідно визначити дисперсію відтворюваності, яка включає в себе міжлабораторну дисперсію та дисперсію повторюваності. Для встановлення цих характеристик у методиках проводиться спільний лабораторний експеримент, за результатами якого нормується можливе розсіювання результатів та їх зміщення, достовірність оцінювання якого зв'язано з дисперсією. Як показала практика, в багатьох випадках прецизійність результату випробувань не є постійною величиною – її значення залежить від рівня (значення) досліджуваної величини у зразках випробувань, що необхідно враховувати. Саме від способу врахування впливових величин залежить достовірність результатів.

Постановка проблеми

Коли вимірювана величина змінюється у відносно вузькому діапазоні, то припускається, що сумарний вплив випадкових величин носить адитивний характер, а зміна оцінки дисперсії при досліді визначається обмеженим обсягом вибірових даних. При зміні вимірюваної величини в широкому динамічному діапазоні, як це зазвичай відбувається при випробуваннях, таке припущення не завжди виконується. Тому необхідно за результатами експерименту визначити аналітичну залежність, яка враховує зміну дисперсії від рівня досліджуваної величини, і в подальшому використовувати її для оцінювання точності поточних результатів.

У випадку, коли прецизійність випробувань залежить від рівня досліджуваної величини, тобто коли отримані результати не є рівноточними, безпосереднє застосування методу найменших квадратів для отримання адекватної залежності для дисперсії дає не ефективні оцінки. У такому випадку доцільно застосовувати зважений метод найменших квадратів. Саме цей метод часто застосовується в ситуаціях, коли дисперсія результатів вимірювань не постійна на області значень незалежної змінної. Тоді можна приписати наявним результатам ваги, рівні зворотним величинам відповідної дисперсії, і отримати оцінки зважених найменших квадратів. Умова, за якою дисперсія впливів однакова для всіх спостережень результату називається умовою гомоскедастичності. Порушення умови гомоскедастичності впливів означає, що дисперсія залежить від значень факторів. Такі регресійні моделі називаються моделями з гетероскедастичністю впливів.

При аналізі експериментальних даних необхідно, по-перше, вирішити питання, існує чи ні регулярна залежність оцінок прецизійності від рівня досліджуваної величини і, по-друге, якщо така залежність існує, знайти відповідний аналітичний вираз, який дозволяє при проведенні дослідження обчислювати поточні показники прецизійності.

Мета

Показати підхід, який дозволить встановити адекватну залежність дисперсії результату вимірювання від значень оцінок вхідної величини, які визначені за експериментальними даними.

Основна частина

Сучасні тенденції до встановлення та оцінювання характеристик точності результатів випробувань полягають у відході від ідеології призначення їх припустимих меж та від ідеології приймання розробленої методики на підставі вимірювань організації-розроблювача, а вимагають нових підходів до їх нормування на основі статистичних методів. Раніше для оцінки метрологічних характеристик вимірювань при випробуванні об'єкта досить було провести внутрішньолабораторний експеримент. Але при цьому можна було говорити про точність результатів, отриманих однією лабораторією. Для зіставлення результатів, забезпечення довіри до них, цього не достатньо. Сучасний регламент атестації методик вимагає переходити до інших форм оцінювання характеристик методики, зокрема, до спільного міжлабораторного експерименту. Правильно організовані спільні експерименти з оцінювання характеристик точності (прецизійності та правильності) дозволяють визначити вірогідні характеристики повторюваності, проміжної прецизійності, відтворюваності й правильності методик, що стандартизуються або атестуються. Розглянутий підхід однаковий як для аналізу стандартного відхилення повторюваності, так і відтворюваності.

При проведенні спільного експерименту діапазон вхідних величин розбивають на q рівнів, для кожного j -го рівня необхідно мати сукупність однорідних зразків для того, щоб охопити діапазон можливих значень при випробуванні за методикою, що атестується [2]. Координатор, який проводить спільний експеримент з оцінювання залежності прецизійності від рівня досліджуваної величини відбирає p лабораторій відповідної кваліфікації, у які розсилаються по q зразків для кожного j -го рівня. Кожна з $i = \overline{1, p}$ лабораторій в умовах повторюваності проводить по n спостережень, на підставі яких для кожного j -го рівня визначається оцінка лабораторної дисперсії $S_{W_{ij}}^2$.

Для кожного j -го рівня після статистичної перевірки однорідності лабораторних результатів та вилучення викидів визначаються оцінки загального середнього

$$\hat{m}_j = \left(\sum_{i=1}^{p_j} \hat{m}_{ij} \right) / p$$

та оцінки дисперсії повторюваності

$$s_{rj}^2 = \left(\sum_{i=1}^{p_j} s_{W_{ij}}^2 \right) / p,$$

де \hat{m}_{ij} – середнє значення на j -му рівні у i -й лабораторії;

p_j – кількість лабораторій, результати яких не містять при проведенні експерименту на j -му рівні викидів та квазівикидів.

Наявні експериментальні дані, отримані при спільному експерименті, дозволяють за допомогою методу найменших квадратів [3] встановити приблизний аналітичний вираз для залежності дисперсії повторюваності від рівня досліджуваної величини. Найчастіше припускають, що дана залежність має вигляд $(a + b_m)$ з можливим значенням $a = 0$.

Отримавши приблизний вид аналітичної залежності, необхідно провести дослідження, залежить чи ні прецизійність від значення досліджуваної величини. Для цього загальний діапазон вимірювань необхідно розбити на декілька піддіапазонів, виходячи з умови однорідності дисперсії відтворюваності S_R^2 в кожному окремо взятому піддіапазоні, а потім розрахувати відношення максимальної дисперсії до

мінімальної $\frac{S_{RВ}^2}{S_{RH}^2}$, де індекси «в» та «н» відносяться відповідно до верхньої та нижньої меж

піддіапазонів. Якщо $\frac{S_{RВ}^2}{S_{RH}^2} \geq 2$ [4], то можна вважати, що прецизійність залежить від значення

досліджуваної величини, і можна переходити до встановлення точного виду аналітичної залежності, застосовуючи методи зваженого регресійного аналізу, а саме ітераційний метод.

Оскільки на відміну від класичного регресійного аналізу застосовуються не значення незалежної змінної m_j , а її оцінки \hat{m}_j , які є вибірковими значеннями випадкової величини, то необхідно вводити вагові коефіцієнти $w_{0j} = 1/s_{rj}^2$, які в подальшому уточнюються на кожному k -му кроці ітерації, ($k = 1, 2, \dots$).

Встановлення залежності розглянемо на прикладі дисперсії повторюваності.

На підставі умови

$$Q = \sum_{j=1}^q w_{0j} [s_{rj}^2 - (\hat{a}_0 + \hat{b}_0 \hat{m}_j)]^2 \rightarrow \min$$

одержимо оцінки коефіцієнтів:

$$\hat{a}_0 = \frac{\left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j^2 \right) \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} s_{rj} \right) - \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j \right) \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j s_{rj} \right)}{\left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \right) \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j^2 \right) - \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j \right)^2}, \quad (1)$$

$$\hat{b}_0 = \frac{\left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \right) \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j s_{rj} \right) - \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j \right) \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} s_{rj} \right)}{\left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \right) \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j^2 \right) - \left(\sum_{j=1}^q w_{0j} \hat{m}_j \right)^2}. \quad (2)$$

Маючи оцінки коефіцієнтів передбачуваної залежності, на наступному ($k + 1$) кроці обчислюють значення СКВ повторюваності у «точках» цієї залежності, які відповідають наявним оцінкам незалежної змінної \hat{m}_j , тобто знаходять уточнену оцінку (перше наближення) СКВ повторюваності $s_{rj_0} = \hat{a}_0 + \hat{b}_0 \hat{m}_j$ у j -х точках.

Виходячи із значення s_{rj_0} перераховують вагові коефіцієнти $w_{1j} = 1/s_{rj_0}^2$, які підставляють у вирази (1) і (2) замість w_{0j} , і знаходять уточнені в першому наближенні значення \hat{a}_1 та \hat{b}_1 .

У підсумку приходять до уточненого рівняння регресії, яке характеризує залежність дисперсії повторюваності від рівня досліджуваної величини $s_{rj_1} = \hat{a}_1 + \hat{b}_1 m$. Підставивши в цей вираз наявні значення \hat{m}_j , визначають уточнені значення оцінки повторюваності для j -го рівня, які використовуються для обчислення нових вагових коефіцієнтів $w_{2j} = 1/s_{rj_1}^2$, визначають \hat{a}_2 та \hat{b}_2 , і приходять до уточненого рівняння $s_{rj_2} = \hat{a}_2 + \hat{b}_2 m$.

Починаючи із другого кроку ітерації ($k = 2$) необхідно порівнювати оцінки СКВ у j -х точках для поточного k -го циклу й попереднього ($k - 1$). Для цього обчислюється різниця:

$$\left| s_{rjk} - s_{rj(k-1)} \right|,$$

за якою приймається рішення про припинення процедури уточнення коефіцієнтів регресійної моделі. При ухваленні рішення про достатню точність апроксимації одержуємо остаточний вираз:

$$s_r = \hat{a} + \hat{b} \hat{m},$$

за яким потім при проведенні випробувань визначають S_r для будь-якого отриманого поточного результату \hat{m} та його прецизійність. Як показує досвід, ітераційна процедура в багатьох випадках припиняється при $k = 3$.

Аналогічно наведеному оцінюється й характеристика відтворюваності.

Даний підхід може бути використаний при оцінюванні залежності повторюваності від рівня досліджуваної величини не тільки під час проведення спільних експериментів точності, але й і в одній окремо взятій лабораторії, що нерідко має місце у лабораторній практиці, особливо під час проведення валідації методики.

Для лабораторії надійність отриманих результатів буде залежати від кількості повторних вимірювань n на кожному j -у рівні та стабільності характеристик стандартного зразка, застосовуваного при їх проведенні.

Розглянемо реалізацію ітераційної процедури на прикладі. Припустимо, що діапазон варіювання знаходиться в межах від 4,0 до 20,0 одиниць [1]. Для визначення аналітичної залежності було обрано п'ять ($q = 5$) рівнів проведення експерименту, які перекривають весь робочий діапазон, а саме ($j = \overline{1,5}$) 4,0; 8,0; 14,0; 16,0; 20,0. При цьому не потрібно задавати значення з високою точністю, тому що в подальшому для побудови регресійної залежності вихідними є оцінки цих значень, обчислені за результатами вимірювань. В табл.1 наведено обчислені для кожного рівня значення середніх \hat{m}_j та оцінок СКВ

S_{rj} .

Таблиця 1

j	1	2	3	4	5
\hat{m}_j	3,94	8,28	14,18	15,59	20,41
S_{rj}	0,092	0,1709	0,127	0,337	0,393
w_{0j}	118	31	62	8,8	6,5

Розраховують вагові коефіцієнти за формулою:

$$w_{0j} = \frac{1}{S_{rj}^2}$$

Так, для першого ($j=1$) рівня ваговий коефіцієнт становить $w_{01} = \frac{1}{(0,092)^2} = 118$. Отримані результати зводять до останнього рядка табл.1.

Далі за виразами (1) та (2) знаходять початкові оцінки коефіцієнтів залежності $\hat{a}_0 = 0,005$ та $\hat{b}_0 = 0,0090$, які використовуються для первинного уточнення оцінки СКВ. Так для третьої експериментальної «точки» ($j = 3$) отримаємо значення :

$$s_{r30} = 0,058 + 0,009 \times 14,18 = 0,185. \quad (3)$$

Аналогічно обчислюють уточнені значення СКВ для всіх експериментальних «точок», які використовуються для визначення перерахованих вагових коефіцієнтів w_{1j} , наведених у табл.2.

Таблиця 2

j	1	2	3	4	5
S_{rj}	0,093	0,132	0,185	0,197	0,240
w_{1j}	116	57	29	26	17

Значення w_{1j} підставляють у вирази (1) та (2) замість w_{0j} та обчислюють уточнені коефіцієнти залежності

$$s_{r1} = 0,030 + 0,0156 \hat{m} \quad (4)$$

Наступним кроком є обчислення за виразом (4) значень s_{rj1} для всіх точок залежності, в яких проводилися досліди, та визначення нових значень вагових коефіцієнтів $w_{2j} = \frac{1}{s_{r1j}^2}$, підстановка яких у вирази (1) та (2) дозволяє знайти значення $\hat{a}_2 = 0,032$ та $\hat{b}_2 = 0,0154$.

Обчислені за рівнянням

$$s_{r2} = 0,032 + 0,0154 \hat{m} \quad (5)$$

значення s_{rj2}^* наведені у нижній строчці табл. 3. (Символ * означає, що даний результат приймається як кінцевий)

Таблиця 3

j	1	2	3	4	5
s_{rj1}	0,092	0,159	0,251	0,273	0,348
w_{2j}	118	40	16	13	8
s_{rj2}^*	0,093	0,160	0,251	0,273	0,348

Порівняння значень s_{rj2}^* з відповідними значеннями s_{rj1} показує, що їх найбільше відносне відхилення для всіх рівнів не перевищує 0,1%.

Таким чином, залежність (5) може бути використана для оцінювання дисперсії повторюваності при проведенні вимірювань величини, значення якої змінюються в певному діапазоні вимірювань.

Висновки

При встановленні аналітичної залежності дисперсії результату вимірювання від значення (рівня) досліджуваної величини використовується зважений метод найменших квадратів, оскільки на відміну від класичного підходу, незалежні змінні задані з похибкою, бо визначені за дослідними даними як середнє значення для кожного рівня.

Застосування ітераційної процедури визначення оцінок коефіцієнтів регресії, коли за результатами попереднього обчислення оцінки дисперсії коригуються значення вагового коефіцієнту на наступному кроці, дозволяє отримати адекватну залежність дисперсії вимірювання від значення вхідної величини.

Список використаної літератури

1. Guidance for the use of repeatability, reproducibility and trueness estimates in measurement uncertainty estimation: ISO/TS 21748:2004. – (Міжнародний стандарт).
2. Точність (правильність і прецизійність) методів та результатів вимірювання. Частина 4. Основні положення та визначення: (ISO/IEC 5725-1:1994, IDT): ДСТУ ГОСТ ИСО 5725-1:2005. – [Чинний від 2006-07-01]. – К.: Держспоживстандарт України, 2006. – 31 с. – (Національний стандарт України).
3. Володарський Є.Т. Статистична обробка даних: [навч. посіб.] /Є.Т. Володарський, Л.О. Кошева. – К.: Книжкове видавництво НАУ, 2008. – 308 с.
4. Показники точності, правильності, прецизійності методик кількісного хімічного аналізу. Методи оцінювання: ДСТУ-Н РМГ 61:2006. – [Чинний від 2007-07-01]. – К.: Держспоживстандарт України, 2007. – 38 с. – (Національний стандарт України).

Відомості про авторів

Володарський Євген Тимофійович, д.т.н., професор кафедри автоматизації експериментальних досліджень, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», просп. Перемоги, 37, Київ 03056, Україна, тел / факс (044) 4549800, e-mail: vet_1@voliacable.com.

Кошева Лариса Олександрівна, д.т.н., професор кафедри біокібернетики та аерокосмічної медицини, Національний авіаційний університет, просп. Космонавта Комарова, 1, Київ, 03058, Україна, тел / факс (044) 4067442, e-mail: arnis@ukrpost.net.

УДК 004.93'12

Р. Н. КВЕТНИЙ, Ю. В. ПОРЕМСЬКИЙ, О. А. КУЛИК, Р. О. ПЕРЕГОНЧУК

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

АНАЛІЗ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЛЮДСЬКИХ ОБЛИЧ

Анотація: У статті проведено огляд існуючих інформаційних технологій (ІТ) ідентифікації людських обличчя в потоці відео даних. Виділено переваги та недоліки кожної з ІТ. Також проведено порівняння відкритого (безкоштовного) та запатентованого (комерційного) програмного забезпечення розпізнавання обличчя.

Ключові слова: ідентифікація людських обличчя, програмне забезпечення, потік відео даних.

Аннотация. В статье проведен обзор существующий ИТ идентификации человеческих лиц в потоке видео данных. Выделены преимущества и недостатки каждой из ИТ. Также проведено сравнение открытого (бесплатного) и запатентованного (коммерческого) программного обеспечения распознавания лиц.

Ключевые слова: идентификация человеческих лиц, программное обеспечение, поток видео данных.

Annotation. The review of the available IT of human face recognition in the video data stream is carried out. Advantages and disadvantages of each IT are detected. The comparison of open (free) and proprietary (commercial) software of human face recognition is carried out.

Key words: human face recognition, software, video data stream.

Вступ

На сьогоднішній час існує велика кількість інформаційних технологій, які пов'язані з розпізнаванням образів, в тому числі людських обличчя. Серед них є такі, що включають середовища розробки; безкоштовні, для вільного користування; бібліотеки з відкритим програмним кодом, які можна використати у власних проєктах.

Комерційні ІТ відрізняються більш насиченими функціональними можливостями. Також до їх переваг можна віднести: доступність середовища розробки; використання їх, як цілком готових програмних продуктів; стабільну підтримку при виявленні помилок; можливість інсталювання на різні операційні системи.

Найбільш розповсюдженими ІТ з відкритим програмним кодом є бібліотеки, що використовуються для подальшої розробки або вдосконалення окремих функціональних можливостей. Найчастіше вони мають мінімальний набір функціональних можливостей. Основною перевагою програмного забезпечення з відкритим кодом є гнучкість, яка полягає у можливості відредагувати або додати програмний код так, щоб він найкраще виконував задачі ІТ, що розробляється.

Актуальність

Проблема розпізнавання образів, в тому числі і розпізнавання людських обличчя, нині є дуже актуальною, в зв'язку з тим, що розпізнавання образів потребується для використання у найрізноманітніших галузях науки та техніки. Крім того, вона є основою для розв'язання багатьох задач, і ця область її застосування стрімко розширюється [1, 2]. Прикладами таких галузей є охоронні системи, безпека персонального комп'ютера, впорядкування цифрових фотографій та багато інших. В зв'язку з цим виникає необхідність дослідження шляхів підвищення ефективності інформаційних технологій, що використовуються для ідентифікації та обробки відео потоків даних.

Мета

Метою дослідження є аналіз існуючих інформаційних технологій ідентифікації людських обличчя, що надасть можливість визначитися з необхідністю створення нової ІТ, яка об'єднала б в собі найбільш необхідні функціональні можливості та реалізувала б ще не вирішені задачі ідентифікації.

Постановка задач

Для вирішення поставленої мети необхідно розв'язати наступні задачі: визначити популярні інформаційні технології, що використовуються для ідентифікації людських обличчя; проаналізувати найбільш поширені функціональні можливості кожної з ІТ; визначитися з найбільш проблемними місцями кожної ІТ, які не дозволяють використовувати їх для більшості задач ідентифікації. Саме розв'язання вищевказаних задач надасть можливість сформувати структуру та список функціональних можливостей ІТ, яка дозволяла б вирішувати найбільш поширені задачі ідентифікації людських обличчя.

Загальні поняття про розпізнавання образів в потоках відео даних

В загальному випадку [3], задача розпізнавання образів досі не є повністю розв'язаною. Одним з варіантів розв'язку є реалізація підходу комп'ютерного зору[1]. Для того, щоб втілити в життя ідею цього підходу, необхідно дослідити, як бачить людина об'єкти різного роду. В зв'язку з цим необхідно почати дослідження з розпізнавання об'єктів людським оком. Людське око має декілька блоків, які здатні розрізняти властивості зображень різного роду. Людина швидко знаходить набори об'єктів та класифікує їх. Наведемо критерії, якими вона керується:

- Швидко виконується пошук предметів штучного походження, які характеризуються неприродною геометричною правильністю: прямі або плавні лінії, поверхні з поступовою зміною кольору або більш складна фактура.
- При більш поглибленому аналізі сцени, виділяються шаблони областей, що повторюються за властивостями або в яких є деякі відхилення від норми. Наприклад: галлявина в рівномірно-змішаному лісовому масиві, більш темне зелене листя на тлі світло-зеленого, маленьке листя на фоні великого.
- Аналіз проводиться одразу в декількох масштабах: великому, середньому і малому, на кожному з яких, виділяються найбільш характерні деталі об'єктів.
- Базові алгоритми розпізнавання образів, в загальному, виконують наступні дії [4]:
- Виділення контурів.
- Пошук заданих контурів, текстур.
- Лінійна фільтрація, що реагує на певні елементи зображень.
- Виділення областей з високою/низькою інформаційною насиченістю, чіткістю деталей тощо.

Людське обличчя можна розглядати як окремий об'єкт. В такому випадку, на зображення накладається лінійний фільтр, який повинен нагадувати лице: два темних кола з розташованим під ними темним овалом або іншою витягнутою геометричною фігурою [5].

Як відомо [6], існуючі методи розпізнавання зображень зазвичай прагнуть знайти в об'єкті декілька характерних деталей, які є визначальними при пошуку об'єктів такого роду і які можна описати алгоритмічно.

До найпростішого, хоча і не дуже потужного, способу розпізнавання обличчя, можна віднести метод виділення характерних точок очей, кінчика носа, куточків рота. Такий метод є найефективнішим, коли вимагається робота в умовах поганої освітленості. Для досягнення кращих результатів, він удосконалюється визначенням відстаней між основними точками, а також адаптацією до зміни цих відстаней. Коли людина змінює вираз обличчя, посміхається чи сумує, то відстані між визначальними точками змінюються у певних межах. Людина може відпустити бороду чи вуса, вдягнути окуляри, і всі ці фактори ускладнюють задачу ідентифікації.

Найчастіше на практиці ІТ розраховані на те, щоб людина дивилась прямо у камеру. Це значною мірою спрощує алгоритми розпізнавання, так як, обробляється буде відносно просте двовимірне зображення. Але навіть у цьому випадку задача не є тривіальною, тому що, необхідно враховувати зміну виразу обличчя, наявності/відсутності макіяжу, окулярів тощо. Також якість розпізнавання знижується, якщо людина не дивиться прямо у камеру або зйомка проводиться за умов поганої освітленості. При розпізнаванні обличчя на великій відстані, результат в значній мірі залежить від якості отриманого зображення [7].

На сьогодні існує досить велика кількість інформаційних технологій, які певною мірою вирішують проблему розпізнавання та ідентифікації, не дивлячись на те, що ця задача є дуже складною.

Інформаційні технології ідентифікації

Досить велика кількість ІТ, пов'язаних з розпізнаванням образів (в тому числі людських облич), знаходиться на загальному ринку програмного забезпечення. До таких ІТ відносяться окремі модулі з відкритим кодом та досить потужні комерційні пакети програм.

Як вже наводилося на початку статті, головною проблемою сучасних інформаційних технологій ідентифікації та обробки відео даних є необхідність підвищення рівня ефективності по відношенню до користувачів та розробників. Як відомо, в більшості випадків інформаційні технології не дозволяють вирішити всі задачі розпізнавання та ідентифікації відео даних. А лише дозволяють вирішувати одні й ті самі задачі, що значно звужує спектр функціональних можливостей. Вони є не досить гнучкими до розширення функціональних можливостей з боку сторонніх розробників. В зв'язку з цим надається можливість виділити наступні критерії ефективності наведеного класу інформаційних технологій: гнучкість модернізації; спектр функціональних можливостей; орієнтація на різні операційні системи та платформи; ефективне використання обчислювальних можливостей комп'ютерної техніки.

Враховуючи описані критерії спробуємо проаналізувати сучасний ринок інформаційних технологій ідентифікації відео даних. Загальна диференціація таких інформаційних технологій проводиться по двом основним типам: комерційні та відкриті.

Комерційні інформаційні технології

SST Face Recognition SDK. Дана програма призначена для визначення обличчя на фотографіях або відео потоках, які можна порівнювати з базою даних для ідентифікації особи. SST Face Recognition працює з кольоровими та чорно-білими зображеннями, камерами інфрачервоного діапазону і не потребує зображень високої якості.

При розпізнаванні відбувається виявлення всіх облич, що присутні на зображенні. Надається можливість роботи з декількома відеокамерами. Програмне забезпечення може використовуватись на наступних операційних системах: Windows, Linux, Free BSD.

Серед недоліків програми є неможливість розпізнання обличчя в профіль. Якщо голова повернута навіть на малий кут, то програмне забезпечення, в більшості випадків, не зможе виконати розпізнання.

Програмне забезпечення достатньо добре виконує облич свої основні функції і використовується у різноманітних сферах, таких як контроль об'єктів з пропусковим режимом, залізничних станціях, аеропортах, місць проведення спортивних заходів, використання правоохоронними органами тощо [8].

Luxand FaceSDK. Програмне забезпечення визначає обличчя на фотографіях та відео потоках. Основними функціональними можливостями є: визначення розташування лиця; виявлення до 40 точок на обличчі (включаючи очі, брови, губи, ніс тощо); розпізнавання декількох людей; розпізнавання повернутих та розташованих в фас облич. Результат зберігається у текстовому форматі, де вказані координати визначальних точок обличчя та інша інформація, наприклад, кут повороту голови (до 30°). Час виявлення обличчя займає менше секунди. Програмне забезпечення розроблене для таких операційних систем як Windows, Linux, MacOS.

Серед недоліків – неможливість розпізнання лиця в профіль, а також достатньо велика вартість.

Розробники пропонують наступні способи використання програмного забезпечення: для обробки зображень (автоматичного усунення ефекту червоних очей та вирівнювання кольору шкіри); створення 3D-моделі обличчя та анімованих картинок (аватар); використання для авторизації на власному комп'ютері, замість вводу пароля; ідентифікації людей. Оскільки програмне забезпечення підтримує різні середовища розробки, то може бути застосоване для охорони об'єктів, контролю місць з великим скупченням людей тощо. Тобто, використовуючи дану бібліотеку, можна написати готовий продукт, що буде використовуватись у будь-якій сфері, де необхідне виявлення та ідентифікація облич [9].

FaceAPI. Програмне забезпечення розраховане на роботу з відео. До найбільш важливого функціоналу можна віднести: знаходження обличчя; визначення основних точок (брови, губи, очі тощо); ідентифікація емоцій; розпізнавання обличчя в фас, допустимі повороти голови до 30° у різних напрямках; обробка відео даних різної якості; хороша стійкість до різких поворотів голови, руху людини, зміни освітлення, наявності окулярів чи бороди; опрацювання лише частини обличчя. Програмне забезпечення підтримує розробку на C/C++ (DLL та C-бібліотеки), розробляється підтримка C#.

Програма може надаватись за комерційною або некомерційною (безкоштовною) ліцензіями. Некомерційна версія має обмежені функціональні можливості: працює лише для веб-камер, не розпізнає рух брів і губ (тобто емоцій). Недоліком програми є необхідність достатньо потужного процесора. Рекомендують "Intel-Core 2 Duo". На даний момент програма розроблена лише для операційної системи Windows XP і Vista. Але планують випустити версії і для Linux й MacOS. Також серед недоліків неможливість відстежувати декілька людей одночасно на одному відео.

Програмне забезпечення є потужним багатфункціональним інструментом. Крім визначення самого лиця, також є можливість визначення емоцій. faceAPI не є продуктом, що одразу спрямований на використання у якійсь конкретній галузі. Він надає можливість розробки програм на його основі, що будуть застосовані у конкретних сферах: охороні об'єктів, ідентифікації людей, їх розшуку, стеження за їх поведінкою і реакцією тощо. Конкретною реалізацією є більш ранній продукт faceLAB, що розроблений для попередження засинання водіїв за кермом автомобіля [10].

SHORE (Sophisticated Highspeed Object Recognition Engine).

Серед недоліків даної програми – необхідність встановлювати DirectX (близько 100 МБ), не зважаючи на те, що сама програма достатньо маленька (демо-версія займає 25 МБ). Працює лише на операційних системах Windows XP і вище, але лише на 32-бітних версіях.

Дана програма є достатньо простою і малопотужною. Але не дивлячись на це, має хорошу функціональність. Програє іншим продуктам платформи-залежністю, відсутністю середовища розробки або готових програмних продуктів (що випущені для конкретних цілей, галузей) тощо. Але у SHORE зустрічаються такі можливості, які не реалізовані у іншому програмному забезпеченні, що безперечно є перевагою.

FDlib – бібліотека для розпізнавання облич. Існують дві версії: одна з них написана на C++, інша – на Matlab. Бібліотека дозволяє розпізнавати обличчя як на зображеннях, так і на відео. FDlib дуже проста у використанні та має всього три доступні функції: введення зображення (у вигляді масиву байтів, що передається як аргумент), функція, що повертає кількість облич на заданому зображенні та функція, що повертає координати певного обличчя. Бібліотека є демонстраційною, вона безкоштовна для навчання та некомерційної діяльності. На сайті розробників міститься приклад для роботи з веб-камерою.

FDlib має недолік, спільний, напевне, для більшості програм розпізнавання облич. Це неможливість виявлення облич в профіль. Також бібліотека доступна тільки для операційних систем Windows та Linux, що не робить її платформи-незалежною у повній мірі. На превеликий жаль, бібліотека не оновлювалась з 2008 року.

Демонстраційна програма проста у користуванні. Сама бібліотека має малий розмір та не потребує значних ресурсів. Автори бібліотеки стверджують [11], що розроблений ними алгоритм підвищує швидкість розпізнавання обличчя у 4-6 разів. Хоч автори і не виставляють коду бібліотеки, що але є загальнодоступний опис використаного ними алгоритму [11].

VeriLook SDK. Потужна програма для визначення обличчя на відео та зображеннях. Крім виділення самого лиця в прямокутник (виявляються всі обличчя, що присутні на зображенні) можливий його базою пошук у базі даних та ідентифікація особи. У базі даних можуть знаходитися декілька фотографій однієї людини: в окулярах, і без них, з бородою і вусами, і без них, з посмішкою або ні, при різному освітленні або повороті голови. Вхідне відео може одночасно прийматись з декількох відеокамер. При роботі з відео, програмна здатна відрізнити реальну особу від її фотокартки. Серед переваг роботи програми – її швидкість. Вона висока не лише при визначенні обличчя (даний процес замає долі секунди), а й при ідентифікації особи. На сайті розробника [12] зазначено, що алгоритм перебирає 200 тисяч обличчя за секунду (Core 2 processor running at 2.66 GHz) Програма має дві версії: стандартну (призначена для використання на ПК), і розширену (для роботи у Web). Програмне забезпечення працює під такими операційними системами як Windows, Linux, MacOS. Підтримує середовища розробки C++, C#, Visual Basic, Java, Delphi, підтримка модулів SQL.

Серед недоліків програми є неможливість розпізнавання лиця в профіль. Але програма стійка до незначних поворотів голови вперед-назад, та вправо-вліво, а також до будь-яких поворотів у площині обличчя.

Дане програмне забезпечення є також дуже потужним. Як готовий продукт, його можна використовувати у системах охорони, контролю об'єктів з пропускним режимом, використання правоохоронними органами тощо. Оскільки доступна можливість використання середовищ розробки, то можна отримати свої готові продукти, де необхідне виявлення людей, та їх ідентифікація [12].

Відкриті інформаційні технології

MPT. Назва наведеного програмного забезпечення розшифровується як «Machine Perception Toolbox» («Інструмент Машинного Сприйняття») та є вільним програмним забезпеченням. MPT включає в себе набір платформи-незалежних бібліотек та демонстраційних програм. Бібліотеки мають досить великий функціонал та дозволяють не тільки розпізнати лице у реальному часі, а й виявити очі, стежити за певним кольором, розпізнати відблиски що погіршують якість розпізнавання. Незабаром розробники планують впровадити розпізнавання емоцій. Програми, що поставляються разом з бібліотеками, показують базові можливості та приклади використання бібліотек. Це дуже зручно, адже можна відразу оцінити ефективність розпізнавання тільки за допомогою веб-камери.

MPT має два великих недоліки. Попри те, що бібліотеки не великі за розміром та прості у використанні, вони не в змозі розпізнати обличчя під кутом та в профіль. Як тільки людина повертає голову навіть на незначний кут, ідентифікації уже не відбувається. Іншим недоліком є запусненість проекту. Розробники дуже мляво відповідають на запитання користувачів, довгий час не поповнювалась документація та не випускалось нових версій продукту.

Попри ці недоліки, MPT є однією з найбільших та найрозвинутіших бібліотек з відкритим кодом. За своїми можливостями вона поступається лише OpenCV. На сайті [13] можна ознайомитись із публікаціями, які описують використаний розробниками алгоритм. Загалом невеликий розмір, простота та відкритість переважають деякі недоліки у функціональності, що і робить MPT дуже привабливою для використання [13].

OpenCV (Open Source Computer Vision Library) – бібліотека алгоритмів комп'ютерного "зору", обробки зображень та чисельних алгоритмів загального призначення з відкритим кодом. Реалізована на C/C++, але також розробляється для Python, Ruby, Matlab, Java та ін. Бібліотека може вільно використовуватись у академічних та комерційних цілях (має ліцензію BSD). OpenCV використовується для визначення загального стандарту комп'ютерного "зору" програмного забезпечення цієї області, для сприяння росту числа і якості програм, що використовують розпізнавання обличчя. За рахунок низько-рівневих бібліотек OpenCV демонструє високу швидкість роботи. Тут реалізовано більше 500 алгоритмів. Бібліотека складається з ядра та 4 модулів, в одному з яких (CV) реалізована функція виявлення об'єктів, зокрема обличчя. Також доступні функції фільтрації, геометричних перетворень зображень, аналізу зображення, пошуку контурів, вибору відмінних ознак, аналізу руху, спостереження за об'єктами, калібровки камер, функції захвату відео з камер й відео файлів та багато інших.

Приклад реалізації функцій даної бібліотеки, який можна завантажити разом із бібліотекою, не виявив лиця в профіль. Але, можливо, розробники пожертвували функціональністю заради простоти і наочності прикладу.

Загалом, OpenCV – цілком готовий, розвинутий, і придатний для використання проект. На даний момент доступна велика кількість наукових публікацій, які пропонують певні методи виявлення обличчя, але вони не демонструють прикладів чи конкретної реалізації. У OpenCV реалізовано багато з розро-

блених алгоритмів. Додатковими перевагами є наявність wiki-системи, активної спільноти, великого штату російськомовних розробників, наявності документації та книг [14].

Порівняння наведених інформаційних технологій представлено у таблиці 1.

Таблиця 1 – Порівняльна характеристика ІТ ідентифікації людських облич

ІТ	Комерційна/ безкоштовна	Обробка фото/відео	Операційна система	Розпізнавання повернутого обличчя	Швидко- дія	Можливість використання як готового продукту
CCT Face Recognition SDK	к	ф/в	Windows Linux FreeBSD	–	+	+
Luxand Face SDK	к	ф/в	Windows Linux MacOS	+	–	+
Face API	к/б	в	Windows	+	–	–
SHORE	к	в	Windows	–	–	+
FDlib	к/б	ф/в	Windows Linux	–	+	–
VeryLook SDK	к	ф/в	Windows Linux MacOS	+	+	+
MPT	б	в	Windows Linux	–	+	–
Open CV	б	ф/в	Windows Linux MacOS	+	+	–

Значна кількість з наведених інформаційних технологій є досить потужними, і використовуються як готові програмні продукти. Крім того, вони можуть бути використанні у інших, власних продуктах, так як підтримують подальшу розробку. Але в цьому випадку необхідно проводити значні роботи по розробці та інтеграції нових функціональних можливостей. Тому не дивно, що подібні ІТ мають велику ціну. Єдина програма SHORE не може бути використана як бібліотека. Попри це вона має свої переваги. Тут реалізовані спроби розпізнати стать людини, а також її вік. На відміну від інших програм, надається можливість розпізнавати обличчя в профіль.

Серед наведених ІТ є такі, що більш чітко справляються з задачею ідентифікації людини, і тому краще підходять для охоронних систем; а є такі, що розпізнають, наприклад, емоції, тому можуть бути використані для відстеження поведінки людини. Більшість з них підтримають різні операційні системи та не потребують вхідних даних високої якості. Це теж важливо, адже не потрібно витрачатись на обладнання високої вартості.

Здавалось, в галузі розпізнавання облич, де є доступними значна кількість алгоритмів та знайдено багато рішень, повинна бути значна кількість вільного програмного забезпечення, але на жаль, це не так. Було знайдено лише дві розвинутих ІТ, одна з яких (МТР) вже певний час не прогресує. Подібна тенденція притаманна багатьом відкритих ІТ. Було знайдено багато ІТ, що не оновлювались вже більше 5 років і на даний час знаходяться у не робочому та не актуальному стані. На даний момент стрімко розвивається лише OpenCV. ІТ вже має значну спільноту розробників, багато опублікованих матеріалів, навіть надруковану книгу[2] та значну підтримку з боку компанії Intel.

Висновки

В зв'язку з цим, можна зробити висновок, що кожна з інформаційних технологій, які знаходяться на ринку програмного забезпечення розв'язують досить велику кількість задач. Але головним недоліком є відсутність реалізації більшої кількості функціональності в одній інформаційній технології. Також не надається можливість модернізувати готові модулі, що підтверджує ізолюваність сучасних інформаційних технологій. Тому виникає необхідність в створенні не ізолюваних (відкритих для оновлення і розширення) інформаційних технологій з ефективним використанням обчислювальних характеристик комп'ютерної техніки, що надасть можливість більш ефективно налаштовувати їх під конкретні задачі ідентифікації об'єктів в відео потоці даних.

Список використаної літератури

1. Face Detection – Efficient and Rank Deficient. In: Advances in Neural Information Processing Systems 17 / W. Kienzle, G. Bakir, M. Franz and B. Scholkopf. – 2005. – pg. 673-680
2. Bradsky G. Learning OpenCV / G. Bradsky, A. Kaehler. – O'Reilly: 2008.
3. Li Stan Z. Handbook Of Face Recognition / Stan Z. Li, Anil K. Jain, – Springer Uk: 2005. – 400 p.
4. Yang M.-H. Face Detection And Gesture Recognition For Human-computer Interaction (the International Series In Video Computing) / Ming-Hsuan Yang, Narendra Ahuja. – Kluwer Academic Publishers: 2001. – 182 p.
5. Wechsler H. Reliable Face Recognition Methods: System Design, Implementation And Evaluation (international Series On Biometrics) / Harry Wechsler. – Springer: 2006. – 329 p.
6. Bennamoun M. Object Recognition: Fundamentals and Case Studies / M. Bennamoun, George Mamic, Abdessalan Bouzerdoum. – Springer Uk: 2009. – 350 p.
7. Singh S. Progress in Pattern Recognition (Advances in Pattern Recognition) / Sameer Singh, Maneesha Singh. – Springer: 2007. – 242 p.
8. CCT Face Recognition SDK [Electronic resource] // Controlling chaos technologies [website]. – Access mode: <http://www.controlchaostech.com/index2.php?menuid=20&prodid=44> (07.03.11). – Title screen.
9. Face Recognition [Electronic resource] // Luxand [website]. – Access mode: <http://www.luxand.com/facesdk/index.php> (07.03.11). – Title screen.
10. faceAPI [Electronic resource] // SeeingMachines [website]. – Access mode: <http://www.seeingmachines.com/product/faceapi/> (07.03.11). – Title screen.
11. fdlib [Electronic resource]. – Access mode: <http://www.kyb.mpg.de/bs/people/kienzle/facedemo/facedemo.htm#download> (07.03.11). – Title screen.
12. Face and Object Detection [Electronic resource] // Fraunhofer IIS [website]. – Access mode: <http://www.iis.fraunhofer.de/EN/bf/bv/kognitiv/biom/422107.jsp-07.03.2010> (07.03.11). – Title screen.
13. mptbox [Electronic resource] // sourceforge [website]. – Access mode: <http://sourceforge.net/projects/mptbox/> (07.03.11). – Title screen.
14. OpenCV [Electronic resource]. – Access mode: <http://opencv.willowgarage.com/wiki/> (07.03.11). – Title screen.

Відомості про авторів

Кветний Роман Наумович – д.т.н., професор, завідувач кафедри автоматичної та інформаційно-вимірювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе 95, м. Вінниця, 21021, тел. (0432) 59-85-72, e-mail: rkvetny@mail.ru

Поремський Юрій Віталійович – к.т.н., старший викладач кафедри комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе 95, м. Вінниця, 21021, тел. (0432) 61-72-14 e-mail: yporemsky@gmail.com

Кулик Олександра Анатоліївна – студент кафедри автоматичної та інформаційно-вимірювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе 95, м. Вінниця, 21021, e-mail: KulikOA@gmail.com

Перегончук Роман Олександрович – студент кафедри автоматичної та інформаційно-вимірювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе 95, м. Вінниця, 21021, e-mail: roman.peregonchuk@gmail.com

УДК 621.22

Л.Г. КОЗЛОВ, С.М. ЛОЗОВСЬКИЙ

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

СПЕЦІАЛІЗОВАНА САПР ГІДРОРОЗПОДІЛЬНИКА ДЛЯ ГІДРОПРИВОДІВ З НЕЗАЛЕЖНИМ ВІД НАВАНТАЖЕННЯ РОЗПОДІЛОМ ПОТОКУ

Анотація. На основі нелінійної математичної моделі та програмних засобів MATLAB Simulink, Delphi, КОМПАС V10 та запропонованого алгоритму, створено САПР, яка дозволяє автоматизувати процес визначення динамічних характеристик гідроприводу, з подальшою побудовою 3D-моделі гідророзподільника і випуском технічної документації для виготовлення його деталей.

Ключові слова: САПР (система автоматизованого проектування), гідропривід, гідророзподільник

Аннотация. На основе нелинейной математической модели и программных средств MATLAB Simulink, Delphi, КОМПАС V10 и предложенного алгоритма, создана САПР, которая позволяет автоматизировать процесс определения динамических характеристик гидропривода, с последующей постройкой 3D-модели гидрораспределителя и выпуском технической документации для изготовления его деталей.

Ключевые слова: САПР (система автоматизированного проектирования), гидропривод, гидрораспределитель

Abstract. Based on nonlinear mathematical model and software MATLAB Simulink, Delphi, KOMPAS V10 and the offered algorithm, it is created by CAD, which allows to automate process of definition of dynamic characteristics of a hydrodrive, with the continued construction of 3D-models proportional hydraulic valve and release of engineering specifications for manufacturing of his details.

Keywords: CAD (Computer-Aided Design), hydrodrive, proportional hydraulic valve.

Вступ

Одними з основних показників якості роботи машин з гідроприводом є динамічні характеристики. В процесі проектування машини необхідно забезпечити такі сполучення конструктивних елементів, при яких будуть задовольнятися вимоги до динамічних характеристик [1, 2].

Визначення динамічних характеристик в гідроприводі пов'язане з математичним моделюванням протікаючих робочих процесів, які описуються системою нелінійних диференціальних рівнянь. Під час проектування необхідно неодноразове розв'язання рівнянь математичної моделі при різних початкових значеннях змінних стану та різних сполученнях конструктивних параметрів з метою забезпечення необхідних характеристик, що пов'язано із значним об'ємом обчислюваних та конструкторських робіт.

Метою роботи є

вдосконалення методики проектування гідророзподільників для гідроприводів з незалежним від навантаження розподілом потоків.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Розробити розрахункову схему гідропривода з незалежним від навантаження розподілом потоків.
2. На основі розрахункової схеми, створити математичну модель.
3. Розробити програмний комплекс на основі вдосконаленого алгоритму, за допомогою Delphi 7.0, Matlab GUI – середовищ програмування.
4. Провести дослідження робочих процесів в даному гідроприводі.
5. Створити методику проектування гідророзподільників для гідроприводів з незалежним від навантаження розподілом потоків.

Розв'язання задач

Трудомісткість розробки нових гідроприводів може бути суттєво знижена при використанні спеціалізованих САПР, що в значній мірі автоматизують процеси дослідження робочих процесів гідроприводів та конструювання гідроагрегатів.

На кафедрі ТАМ ВНТУ створена спеціалізована САПР, яка дозволяє створювати 3D-моделі гідроагрегатів для нового покоління гідроприводів з незалежним від навантаження розподілом потоків. Алгоритм та особливості побудови САПР розглянуті на прикладі розробки 3D-моделі гідроагрегата при необхідності забезпечення вимог по часу регулювання в гідроприводі.

Розробка САПР базується на нелінійній моделі гідропривода з незалежним від навантаження розподілом потоку, розробленою у ВНТУ [3].

На рис. 1 представлена розрахункова схема гідропривода, розроблена у ВНТУ. Схема включає в себе насос 1, дроселі 2 та 3, гідроциліндр 4, гідромотор 5, регулятори 6 та 7.

Представлена схема гідропривода працює наступним чином.

Витрата Q_N від насоса 1 подається в гідролінію нагнітання 10 та розділяється на 2 частини витрати (Q_1 та Q_2) пропорційні величинам площ f_1 та f_2 дроселів 2 та 3, визначаючи швидкість V_1 поршня гідроциліндра 4 та кутову швидкість ω вала гідромотора 5. Витрата Q_1 поступає через робоче вікно F_1 регулятора 6 до циліндра 4, визначаючи швидкість руху V_1 його поршня. На вході в гідроциліндр 4 та гідромотор 5 встановлюється тиск p_C та p_M пропорційно навантаженням T_{nav} та M_{nav} , що діють на вал

гідромотора відповідно. Одночасно потік робочої рідини гідролінії керування під тиском p_2 поступає до регулятора 7, на золотник 9 якого також діє робоча рідина під тиском p_N , що поступає з лінії нагнітання 10. Золотник 8 регулятора 6 і золотник 9 регулятора 7, що знаходяться під дією тисків p_1 , p_2 , p_N та пружин 13 та 14 відповідно будуть підтримувати на дроселях постійний перепад тиску $\Delta p_{dp1} = p_N - p_1$ та $\Delta p_{dp2} = p_N - p_2$, що не залежить від величин навантаження T_{nav} та M_{nav} , а відповідно величини витрати Q_1 та Q_2 , що поступають до гідроциліндра 4 та гідромотора 5 не будуть залежати від величини навантаження T_{nav} та M_{nav} . Змінюючи величину площ f_1 та f_2 дроселів 2 та 3 можна пропорційно змінювати величину витрат Q_1 та Q_2 . В тому випадку коли $Q_1 + Q_2 > Q_N$, то регулятор 7 закривається і вся витрата Q_N насоса 1 буде поступати в лінію нагнітання 15 і далі через дроселі 2, 3 та регулятор 6 до гідроциліндра 4 та гідромотора 5. При цьому вікно F_2 через який живиться більш навантажений робочий орган повністю відкривається, а вікно F_1 регулятора 6, через який живиться менш навантажений гідроциліндр 4 частково закривається і створюються умови при яких витрати Q_1 та Q_2 , що поступають до гідроциліндра 4 та гідромотора 5 не залежать від величин навантаження T_{nav} та M_{nav} на гідроциліндрі 4 та гідромоторі 5, а тільки від величин f_1 та f_2 площ дроселів 2 та 3.

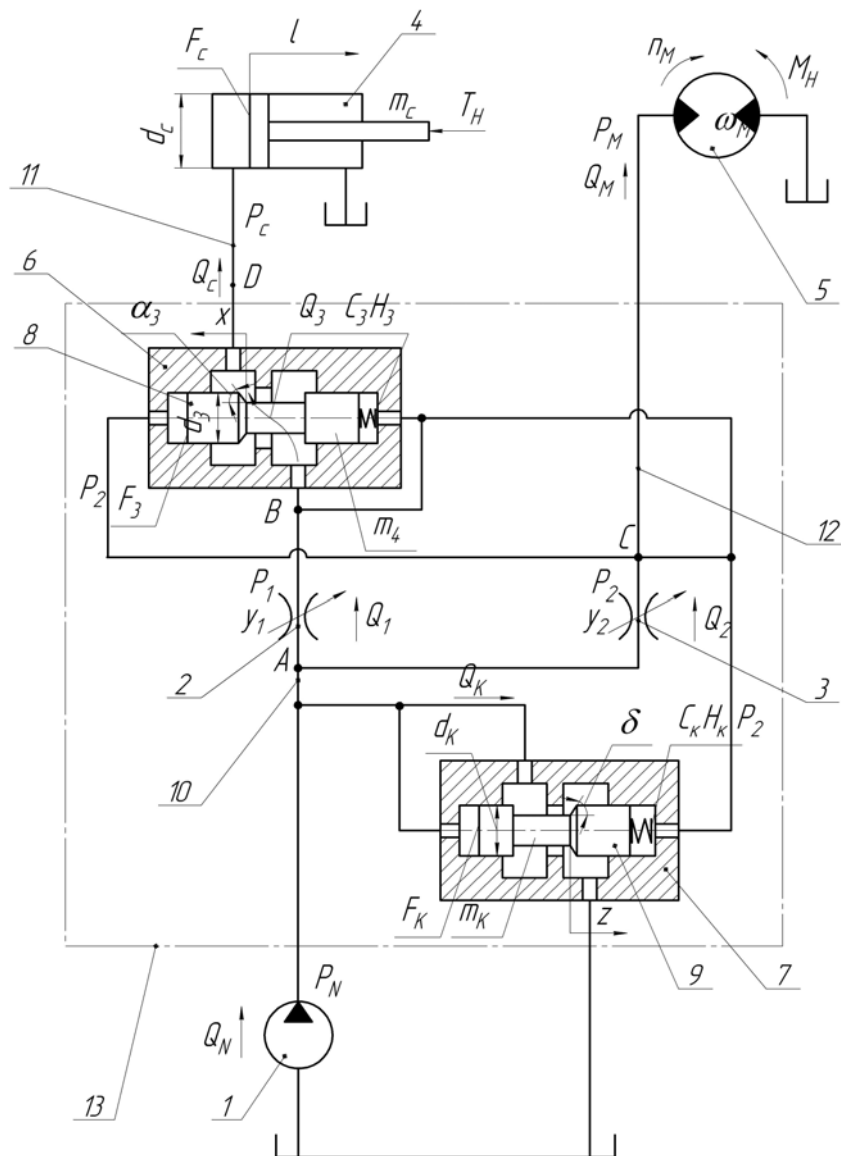


Рисунок 1 – Розрахункова схема гідропривода

Головною перевагою такого гідропривода є те, що він забезпечує точне регулювання та підтримання постійними по величині незалежно від навантаження потоків робочої рідини до гідродвигунів, за рахунок застосування регулюючих елементів. Внаслідок цього забезпечується суміщення рухів виконавчих механізмів[4-6].

Математична модель гідропривода включає в себе рівняння нерозривності потоків для гідроліній між насосом 1, дроселем 2 та регулятором 6, між регулятором 6 та гідроциліндром 4, між насосом 1, дроселем 3 та гідромотором 5, між насосом 1 та клапаном 7, а також рівняння сил, що діють на золотник 8, 9 та поршень гідроциліндра 4.

Рівняння математичної моделі складені за наступними припущеннями та спрощеннями: температура робочої рідини прийнята постійною, хвильові процеси не враховувались, режими роботи безкавітаційні, втрати тиску в гідролініях не враховувались, сили сухого тертя для золотника регулятора та для золотника регулятора не враховувались, перетікання робочої рідини в щілинах насоса, гідроциліндрів, переливного клапана та регуляторів не враховувались [7,8].

Математична модель записана у формі Коші, має такий вигляд:

$$b_K \frac{dz}{dt} = P_N \cdot F_K - P_2 \cdot F_K - C_K(H_K + z) - T_K \cdot \text{sign} \frac{dz}{dt} \quad (1)$$

$$b_3 \frac{dx}{dt} = P_1 \cdot F_3 - P_2 \cdot F_3 + C_3(H_3 - x) - T_3 \cdot \text{sign} \frac{dx}{dt} \quad (2)$$

$$m_C \frac{d^2l}{dt^2} = P_C \cdot F_C - b_C \frac{dl}{dt} - T_H - T_C \cdot \text{sign} \frac{dl}{dt} \quad (3)$$

$$J_M \frac{d\omega_M}{dt} = \frac{P_M \cdot q_M}{2\pi} - M_H - b_M \omega_M - M_{\text{mep}} \cdot \text{sign} \omega_M \quad (4)$$

$$Q_N = \mu \cdot \pi \cdot d_K \cdot \sin \delta \cdot \sqrt{\frac{2P_N}{\rho}} + \mu \cdot f_1 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot |P_N - P_1|}{\rho}} \cdot \text{sign}(P_N - P_1) + \\ + \mu \cdot f_2 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot |P_N - P_2|}{\rho}} \cdot \text{sign}(P_N - P_2) + W_A \cdot \beta \frac{dP_N}{dt} \quad (5)$$

$$Q_1 = \mu \cdot \pi \cdot d_3 \cdot \sin \alpha_3 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot |P_N - P_C|}{\rho}} \cdot \text{sign}(P_N - P_C) + W_B \cdot \beta \frac{dP_1}{dt} \quad (6)$$

$$Q_2 = W_C \cdot \beta \frac{dP_2}{dt} \quad (7)$$

$$Q_3 = \frac{dl}{dt} \cdot F_C + W_D \cdot \beta \frac{dP_C}{dt} \quad (8)$$

де Q_N – величина витрат насосу, Q_1 – величина витрат дроселя 2, Q_3 – величина витрат регулятора 6, P_N – тиск в лінії нагнітання, P_C – тиск в гідроциліндрі 4, P_M – тиск на вході в гідромотор 5, P_1 – тиск на виході з дроселя 2, P_2 – тиск на виході з дроселя 3, W_A , W_B , W_D – об'єм рідини в гідролініях 10, 11 та 12, d_K – діаметр золотника регулятора 7, d_3 – діаметр золотника регулятора 6, d_C – діаметр поршня гідроциліндра, m_C – маса поршня гідроциліндра 4, m_K – маса золотника 9, F_K – площа робочого вікна регулятора 7, F_3 – площа робочого вікна регулятора 6, F_C – площа безштокової порожнини гідроциліндра 4, f_1 – площа відкриття робочого вікна дроселя 2, f_2 – площа відкриття робочого вікна дроселя 3, z – координата переміщення кромки золотника регулятора 7, x – координата переміщення кромки золотника регулятора 6, l – координата переміщення штока гідроцилінтра 4, ρ – густина робочої рідини, μ – коефіцієнт витрат, C_K – жорсткість пружини регулятора 7, C_3 – жорсткість пружини регулятора 6, δ – кут нахилу робочої кромки золотника 9, α_3 – кут нахилу робочої кромки золотника 8, β – коефіцієнт, що враховує сумарну деформацію газорідинної суміші та гумометалевих рукавів, H_K – початкове стиснення пружини 13, H_3 – початкове стиснення пружини 14, T_H – навантаження на штоці гідроциліндра 4, M_H – навантаження на валу гідромотора 5, b_C – коефіцієнт в'язкого демпфування штока гідроциліндра 4, b_M – коефіцієнт в'язкого демпфування вала гідромотора 5, q_M – робочий об'єм гідромотора 5, ω_M – кутова швидкість гідромотора 5, J_M – момент інерції гідромотора 5.

Рівняння математичної моделі розв'язується за таких початкових умов:

$$p_N(0) = 150 \cdot 10^5 \text{ Н/м}^2; p_1(0) = 138 \cdot 10^5 \text{ Н/м}^2; p_2(0) = 140 \cdot 10^5 \text{ Н/м}^2; p_C(0) = 80 \cdot 10^5 \text{ Н/м}^2; p_M(0) = 140 \cdot 10^5 \text{ Н/м}^2; x(0) = 0,3 \cdot 10^{-3} \text{ м}; z(0) = 0; l(0) = 0.$$

Основні конструктивні параметри гідроприводу та діапазони їх зміни:

$Q_N = 2 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{с}; d_3 = 20 \cdot 10^{-3} \text{ м}; d_K = 27 \cdot 10^{-3} \text{ м}; d_C = 50 \cdot 10^{-3} \text{ м}; C_K = 30 \cdot 10^2 \text{ Н/м}; C_3 = 30 \cdot 10^2 \text{ Н/м}; H_3 = 15 \cdot 10^{-3} \text{ м}; H_K = 0,19 \cdot 10^{-3} \text{ м}; f_1 = 4 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2; f_3 = 15 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2; m_C = 50 \text{ кг}; \rho = 900 \text{ кг/м}^3; \beta = 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}; \omega = 62,8 \text{ с}^{-1}; q_M = 65 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3; T_{nav} = 500 \text{ кН}$ та $M_{nav} = 50 \text{ кН}$ – які моделюють ступінчасту зміну навантаження. Перехідний процес моделювався миттєвою зміною величини f_1 площі відкриття робочого вікна дроселя 2.

Обробку математичної моделі виконано за допомогою програмного пакета MATLAB Simulink. Simulink – інтерактивний інструмент для моделювання, імітації і аналізу динамічних систем, що є додатком до пакету MATLAB і повністю інтегрований з ним [9]. Він дає можливість будувати графічні блок-діаграми, імітувати динамічні системи, досліджувати працездатність систем. Основна блок-схема розв'язання системи рівнянь показана на рис. 2.

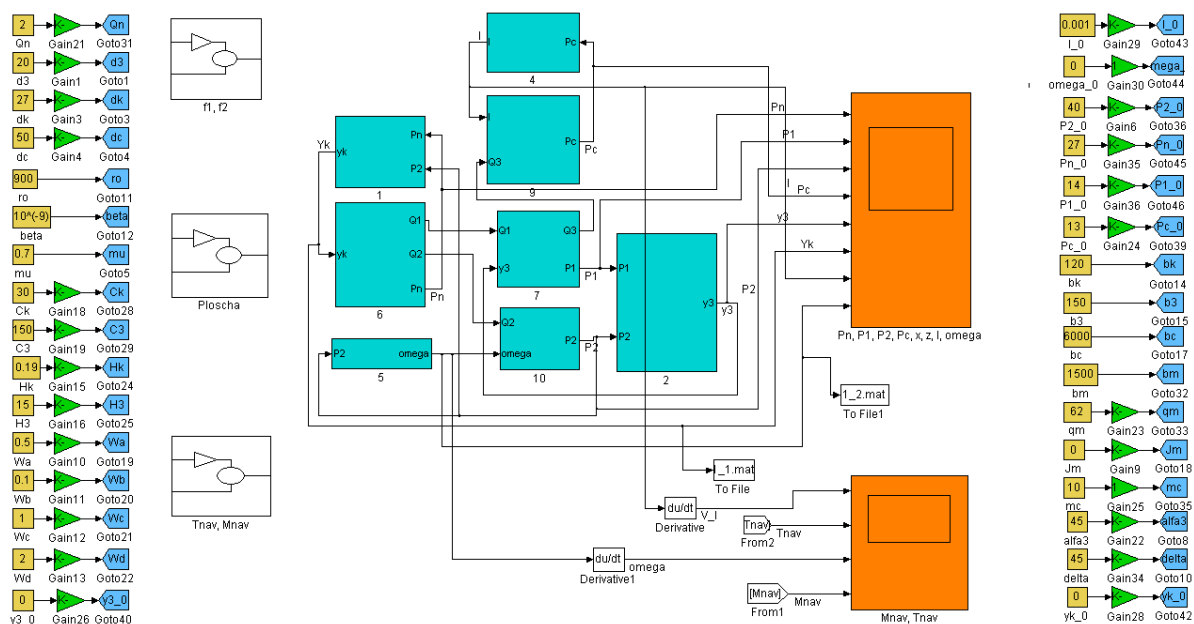


Рисунок 2 – Блок-схема розв'язання системи рівнянь

Розроблена САПР забезпечує виконання розрахунку часу перехідного процесу в гідроприводі, розрахунок залежності часу регулювання T_p від діаметра клапану d_K , динамічний вибір та узгодження зі стандартним рядом діаметра клапану d_K , а також створення технічної документації в автоматичному режимі [10].

Алгоритм роботи САПР, який представлено на рис. 3, розроблений на основі CAD – системи КОМПАС-3D V10, а також програмних середовищ MATLAB Simulink та Delphi 7.0.

За допомогою вбудованого у MATLAB редактора графічних інтерфейсів Graphical User Interface (GUI), було виконано графічну обробку розрахованих результатів роботи програмного засобу (ПЗ) «SAPR». [11,12]

Після заповнення полів вводу початкових даних, відбувається розрахунок та побудова графіка перехідного процесу.

Скрипт «SAPR» записано у вигляді файлу SAPR.m, що запускається командою «SAPR», у режимі командного рядка MATLAB.

Після виконання розрахунків на екрані з'явиться «вікно результатів» (рис. 4 (а, б, в)).

У цьому вікні можна побачити всю інформацію, щодо проведених розрахунків, а саме:

- 1) загальний вигляд та абсолютні координати точки, яка визначає час перехідного процесу в гідроприводі;
- 2) загальний вигляд залежності часу регулювання від діаметра клапану;

- 3) формування 3D-моделі гідророзподільника по розрахованим значенням конструктивних параметрів;
 4) формування технічної документації гідророзподільника.

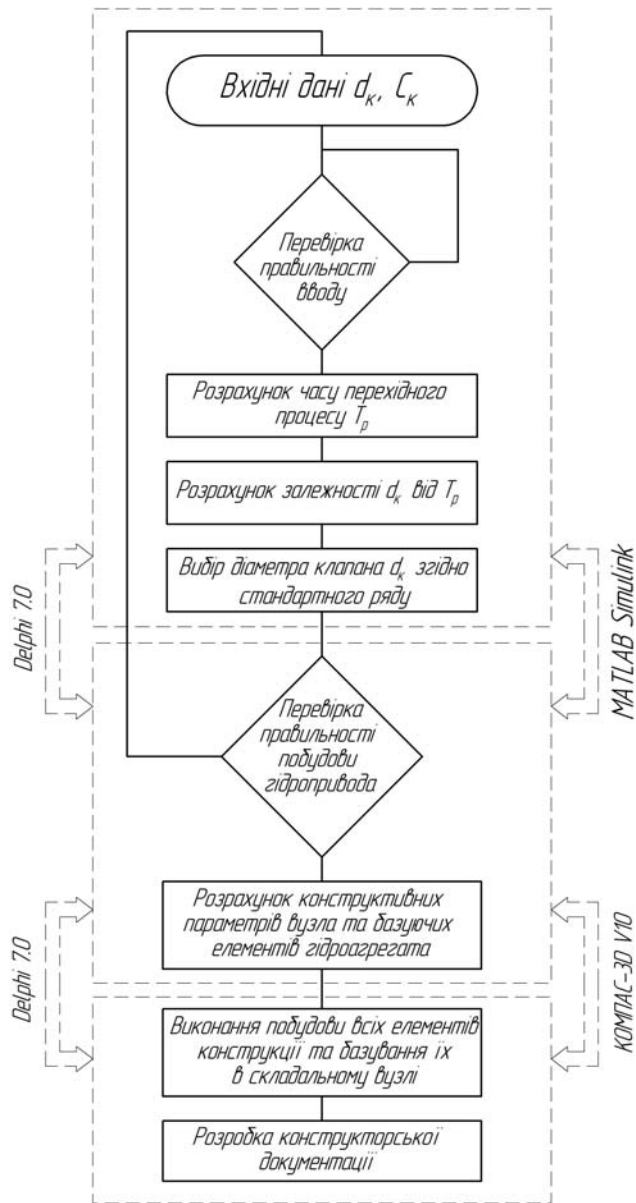


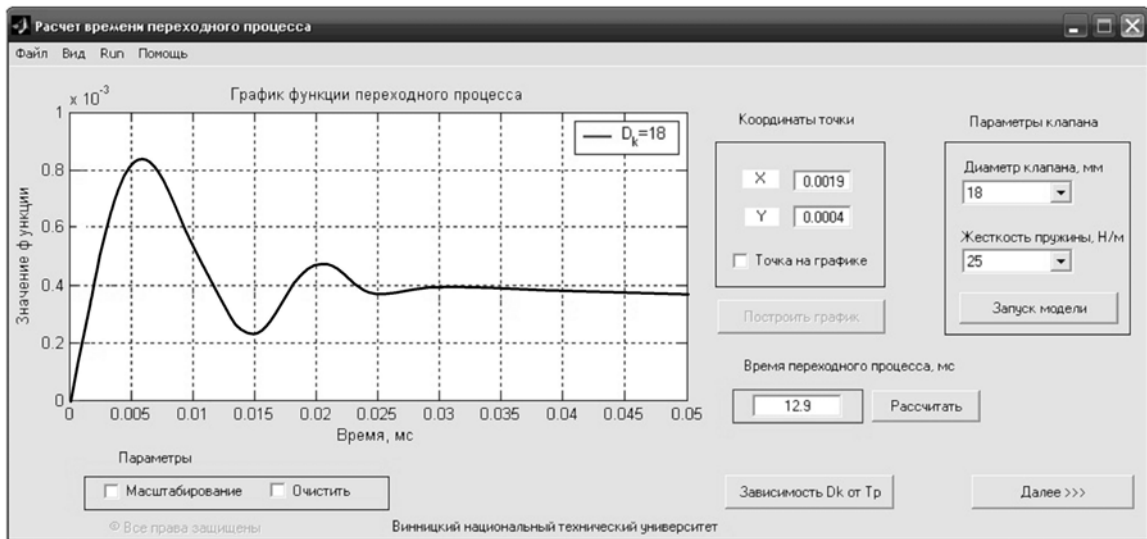
Рисунок 3 – Алгоритм роботи САІР

На (рис. 4 а) показано графік часу перехідного процесу в гідроприводі. Реалізація розрахунку часу перехідного процесу в MATLAB (GUI), представлена скріптом:

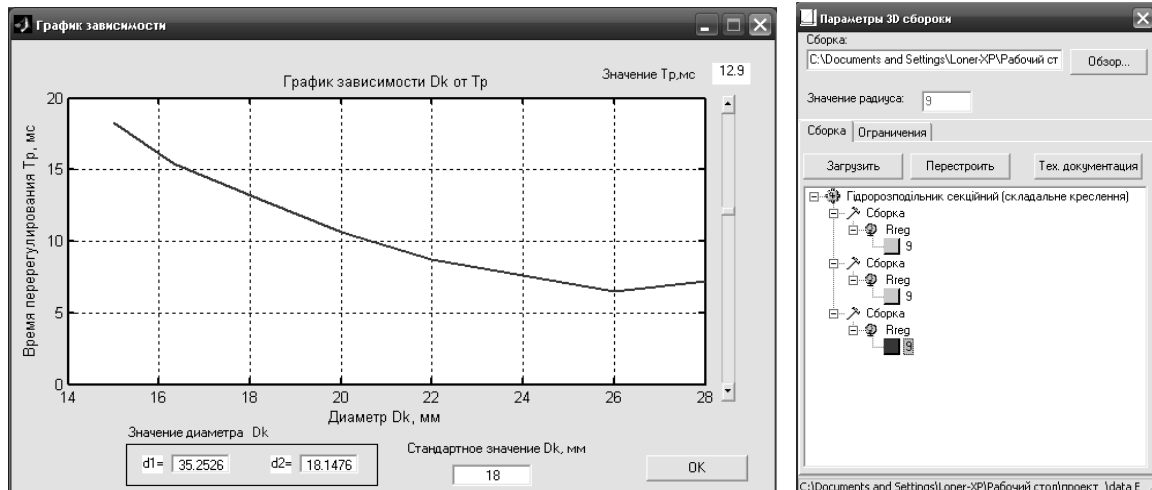
```

...
for i=4:1:533
    x=(abs(Date.ans(2,i+1)-Date.ans(2,i))/Date.ans(2,i)*100)
    if x>5
        ind=i;
        set(handles.hEd,'String',num2str(x,3));
        set(handles.chPoint,'Enable','on');
        set(handles.hEdX,'String',num2str(Date.ans(1,i)));
        set(handles.hEdY,'String',num2str(Date.ans(2,i)));
        set(handles.pbBuild,'Enable','off');
    end
end

```



а)



б)

в)

Рисунок 4 – Результати виконання програми: а) розрахунок часу перехідного процесу; б) вибір та узгодження зі стандартним рядом діаметра клапана d_K , в) розрахунок конструктивних параметрів та базуючих елементів вузла;

В даному скрипті реалізований метод «трубки входу», тобто абсолютне значення останньої точки порівнюється з попереднім, якщо відхилення становить менше $\pm 5\%$, цикл буде повторюватись поки це значення не перевищить відхилення, в іншому випадку програма знаходить точку яка і буде відповідати значенню перехідного процесу.

Створення в автоматичному режимі вибору та узгодження зі стандартним рядом діаметра клапана d_K , представленого на (рис.4 б)), реалізовано за допомогою скрипта:

```

...
global x y diskrim
global v
global x1 x2
a=0.082451;
b=-4.4029;
c=65.648-v;
dickrim=b^2-4*a*c;
if dickrim>0
x1=((-1)*b)+sqrt(dickrim)/(2*a);

```

```

    x2=(((-1)*b)-sqrt(dickrim))/(2*a);
else
    x1=(((-1)*b)+sqrt(dickrim))/(2*a);
    x2=x1;
end
if v<=6.50
    x1=0;
    x2=0;
end
x3=round(x2);
set(handles.hEd1,'String',x1);
set(handles.hEd2,'String',x2);
set(handles.hEdRound,'String',x3);
...

```

Динамічний режим роботи даного скрипта забезпечується тим, що обробка події покладена на функцію «**function figure1_WindowButtonMotionFcn(hObject, eventdata, handles)**».

Як результат роботи ПЗ «SAPR», на (рис. 5) подана конструкція переливної секції гідророзподільника. Переливна секція містить корпус 1, в якому розміщений клапан 2, голка 3, втулка 4, демпфери 4 та 5, пробки 6-12, пружини 13 та 14, ущільнення 15.

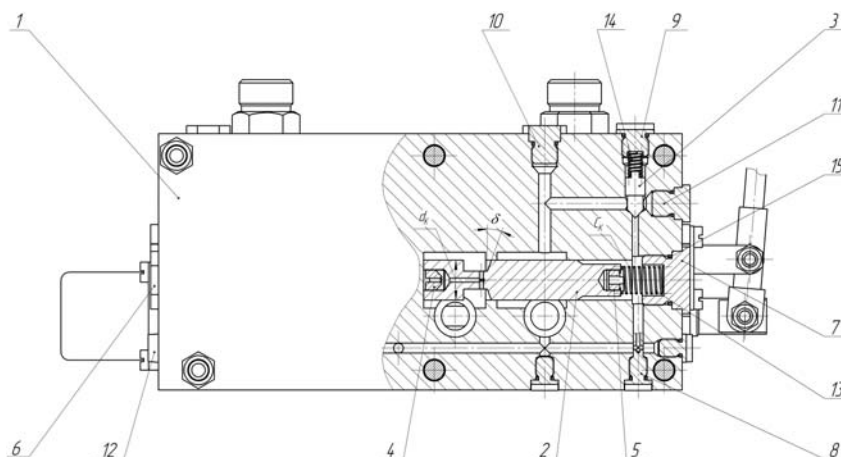


Рисунок 5 – Конструкція переливної секції гідророзподільника

Висновки

Таким чином на основі нелінійної математичної моделі та програмних засобів MATLAB Simulink, Delphi, КОМПАС V10 та запропонованого алгоритму, вдосконалено методику дослідження характеристик та проектування гідророзподільників на основі спеціалізованої САПР, яка дозволяє автоматизувати процес визначення динамічних характеристик гідроприводу, з подальшою побудовою 3D-моделі гідророзподільника і випуском технічної документації для виготовлення його деталей.

Список використаної літератури

1. Beitrag E. Load-sensing Steuerung: Anwendungen und Ausbaustufen // Der Konstrukteur. – 1988. – №5 – s. 60-64.
2. Козлов Л.Г. Вдосконалення системи керування гідроприводів з LS регулюванням: дис. на здобуття наук. ступ. канд. наук: 26.04.2000. – Вінниця, 2000. – 320с.
3. Буренников Ю.А., Козлов Л.Г. Пропорциональный распределитель для гидросистемы, чувствительной к нагрузке // Весник НТУУ „КПІ”: Машиностроение. – Київ, 2002. – Вып. 42, Т.2 – с. 37–39.
4. Принципы LS и LUDV в гидросистемах открытого контура/ В.А. Бондар /Ред. журн. – Суммы, 2003. – 5 с. Рус. – Деп. в ГНТБ Украины 16.02.95; № 362 – Ук95.
5. Modeling and parameter estimation for hydraulic system of excavator's arm/ HE Qing-hua, HAO Peng, ZHANG Da-qing// J. Cent. South Univ. Technol – China, 2008. – № 15. – P. 382-386.
6. Л.Г. Козлов, С.Л. Козлов, С.М. Лозовський Гідропривод з пропорційним регулюванням швидкості паралельно підключених гідроциліндрів // Вісник Хмельницького національного університету. – №3. В. 2010. – С.38-43.

7. Е.И. Абрамов, К.А. Колесниченко, В.Т. Маслов Элементы гидропривода (Справочник).– Киев, «Техніка», 1977.– 320с.
8. В.К. Свешников, А.А. Усов Станочные гидроприводы: Справочник.– М.: Машиностроение, 1982.–464с.
9. Черных И.В. Simulink: среда создания инженерных приложений. – Диалог-МИФИ, 2003.
10. Ю.А. Буренников, Л.Г. Козлов, Д.О. Лозінський Оптимізація системи управління гідророзподільником з електрогідравлічним регулюванням // Вісник ВПІ.– №6. –2005. – с.225–229.
11. Петров О.В. Гідропривод чутливий до навантаження на базі мультирежимного гідророзподільника: дис. на здобуття наук. ступ. канд. наук: 22.06.10. – Вінниця, 2010. – 219с.
12. Ермачкова Ю.А. Проектирование интерфейса в среде GUIDE MATLAB / Ю.А. Ермачкова // Современные информационные технологии в экономике, управлении и образовании. Сборник материалов межвузовской научно-практической конференции, посвященной 175 – летию потребительской кооперации России и 5 – летию филиала. – М.: Информационно-внедренческий центр «Маркетинг», 2006. – С. 35-37.

Відомості про авторів

Козлов Леонід Геннадійович – к.т.н., доцент, декан факультету технології автоматизації та комп'ютеризації машинобудування Вінницького національного технічного університету.

Лозовський Сергій Миколайович – аспірант кафедри технології та автоматизації машинобудування Вінницького національного технічного університету.

УДК 681.5:613

С.В. ПАВЛОВ¹, Д.В. ВОВКОТРУБ¹, Р.Ю. ДОВГАЛЮК¹, ХАНІ АЛЬ-ЗУБІ²

1. Вінницький національний технічний університет, Вінниця

2. Йорданський технічний університет

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ БІОМЕДИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ

Анотація: В роботі представлений огляд методів підвищення візуальної якості біомедичних зображень. Детально розглянуто такі просторові методи оброблення зображень, як гістограмна еквалізація, γ -корекція, нерізде маскування, медіанна фільтрація, адаптивна вінерівська фільтрація та лінійні фільтри Прюїта, Собеля та Лапласа. Наведено деякі з поширених моделей шумів на зображеннях. Проведено візуальне оцінювання ефективності вищенаведених методів.

Ключові слова: просторове оброблення зображень, гістограмна еквалізація, γ -корекція, нерізде маскування, медіанна фільтрація, вінерівська фільтрація, фільтр Лапласа.

Аннотация: В работе представлен обзор методов улучшения визуального качества биомедицинских изображений. Детально рассмотрены такие пространственные методы обработки изображений как гистограммная эквализация, γ -коррекция, нерезкое маскирование, медианная фильтрация, адаптивная винеровская фильтрация и линейные фильтры Прюита, Собеля и Лапласа. Приведены некоторые из распространенных моделей шумов на изображениях. Проведена визуальная оценка эффективности вышеприведенных методов.

Ключевые слова: пространственная обработка изображений, гистограммная эквализация, γ -коррекция, нерезкое маскирование, медианная фильтрация, винеровская фильтрация, фильтр Лапласа.

Abstract: In current publication a review of methods for biomedical image visual quality improvement is presented. Reviewed in detail such spatial domain image processing methods as histogram equalization, γ -correction, unsharp masking, median filtering, adaptive wiener filtering and Prewitt, Sobel, Laplas linear filters. Some common noise models are described. Visual estimation of efficiency of previously mentioned methods is carried out.

Key words: spatial domain image processing, histogram equalization, γ -correction, unsharp masking, median filtering, wiener filtering, Laplacian filter.

Вступ

Діагностика на основі візуального аналізу біомедичних зображень займає ключове місце в процесі лікування пацієнта. При цьому використання даних зображень може бути ускладнено через погіршення їх якості, в наслідок негативної дії сторонніх факторів. Основними завадами можуть стати геометричні спотворення та шуми, що виникають під час реєстрації зображень. Розвиток цифрової техніки та інформаційних технологій зумовив необхідність появи класу методів, основним завданням яких є мінімізація впливу негативних факторів на корисну інформацію. На даний час існує два типи методів оброблення зображень: просторові та частотні. Просторові методи оброблення зображень здійснюють прямі маніпуляції з елементами зображення – пікселями. Методи наступної категорії вносять зміни у частотний спектр зображення та активно використовують перетворення Фур'є [1, 2]. Різноманітність типів негативних факторів, призводить до використання великої кількості методів їх пригнічення. В таких умовах виникає необхідність у експериментальному дослідженні ефективності даних методів при різних видах перешкод.

Постановка задачі

Метою роботи є огляд та оцінювання ефективності таких просторових методів оброблення біомедичних зображень, як гістограмна еквалізація, γ -корекція, нерізде маскування, медіанна фільтрація, адаптивна вінерівська фільтрація; визначення ефективності видалення періодичного шуму за допомогою медіанної та вінерівської фільтрації на прикладі біомедичного зображення клітин крові.

Огляд просторових методів оброблення біомедичних зображень

Просторові методи оброблення зображень можна поділити на дві групи: перетворення яскравості зображення та просторова фільтрація. Математично дані методи задаються рівнянням [3]:

$$g(x, y) = T [f(x, y)],$$

де $f(x, y)$ - піксель вхідного зображення, $g(x, y)$ - піксель вихідного зображення, T – деякий оператор або перетворення над f , визначене в околі пікселя (x, y) .

Головний підхід до визначення околу пікселя (x, y) полягає у використанні квадратної чи прямокутної області зображення з центром в точці (x, y) . Центр такої області переміщується між пікселями зображення. Перетворення T здійснюється в кожній точці (x, y) , даючи вихідне значення g для даного пікселя. В процесі обчислень використовуються лише пікселі, що потрапляють в окіл з центром (x, y) .

Перетворення T є найпростішим у випадку використання околу пікселя (x, y) розміром 1×1 , тобто всі маніпуляції здійснюються над поточним пікселем зображення. В такому випадку значення g в точці (x, y) залежить лише від значення f , а T є функцією перетворення яскравості. Варто зазначити, що на відміну від зображень з градаціями сірого, в кольорових зображеннях термін яскравість використовується для характеристики кольорової компоненти зображення в конкретному діапазоні кольору. Оскільки перетво-

рення яскравості залежить лише від значення пікселя, а його позиція в зображенні не має значення, функцію перетворення яскравості часто записують у формі [2]:

$$s = T(r),$$

де r – яскравість поточного вхідного пікселя, s – яскравість вихідного пікселя.

Для візуальної характеристики розподілу кількості пікселів із заданими рівнями яскравості в зображенні застосовують гістограми. Гістограмою цифрового графічного зображення, що має $L-1$ рівнів яскравості, називається функція $h(r_k) = n_k$, де r_k - k -ий рівень яскравості, що може приймати значення від 0 до $L-1$, n_k - число пікселів зображення з рівнем яскравості r_k . Кількість рівнів яскравості у випадку зображень з градацією сірого залежить від кількості бітів дискового простору, яку може займати один піксель і визначається формулою $L = 2^n$, де n – кількість бітів [2, 4]. На рис. 1 наведено біомедичне зображення клітин крові та його гістограма.

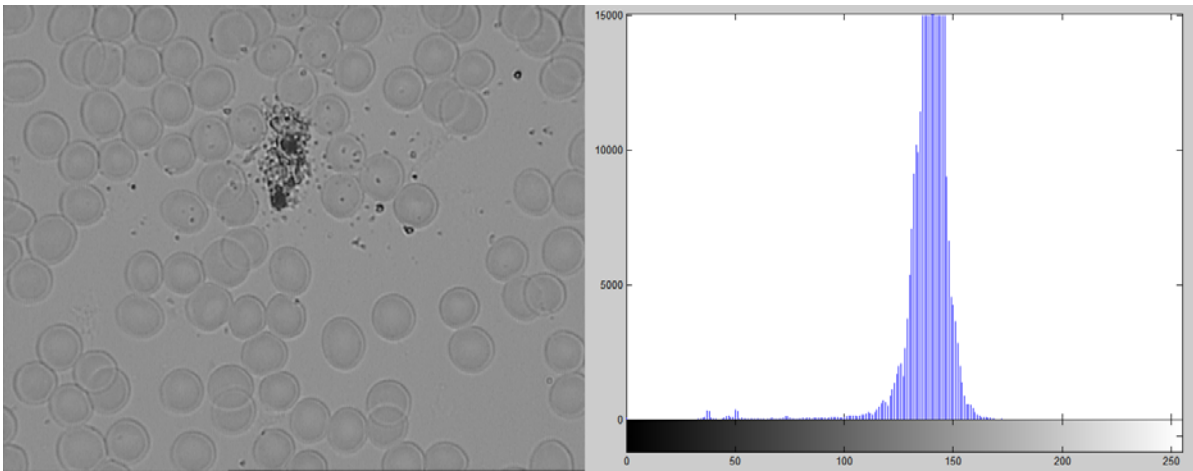


Рисунок 1 – Біомедичне зображення клітин крові та його гістограма

Зміна гістограми зображення дозволяє провести маніпуляції з діапазоном яскравості зображення і відповідно підвищити його контраст. В загальному, процедура підвищення контрасту за допомогою перетворення гістограми заключається в зведенні густини розподілення ймовірностей яскравості до деякого «стандартного» вигляду. Одним з методів обробки гістограм є гістограмна еквалізація. Еквалізація дозволяє вирівняти гістограму та отримати зображення, в якого всі значення яскравості в межах заданого динамічного діапазону $[g_{\min}, g_{\max}]$ рівномірні. Тобто густина розподілення ймовірностей $p_g(g)$, де g – перетворена випадкова величина f , має вигляд [1]:

$$p_g(g) = \frac{1}{g_{\max} - g_{\min}}, \text{ для } g_{\min} < g < g_{\max}.$$

Функція розподілення в даному діапазоні має вигляд:

$$p_g(g) = \frac{g - g_{\min}}{g_{\max} - g_{\min}}, \text{ звідки}$$

$$p_f(f) = \frac{g(f) - g_{\min}}{g_{\max} - g_{\min}}, \text{ і, відповідно,}$$

$$g(f) = (g_{\max} - g_{\min})P_f(f) + g_{\min}.$$

Оброблення яскравості пікселів зображення можливо здійснювати за допомогою наступного перетворення [2, 5]:

$$s = cr^\gamma,$$

де s та r – значення яскравості поточного пікселя вхідного та вихідного зображень, c та γ – додатні константи. Показник γ називається гамою, а вищенаведене перетворення – γ -корекцією, яка дозволяє змінити форму кривої, що описує співвідношення між яскравістю вхідного та вихідного зображень. На рис. 2 наведені приклади кривих γ -корекції.

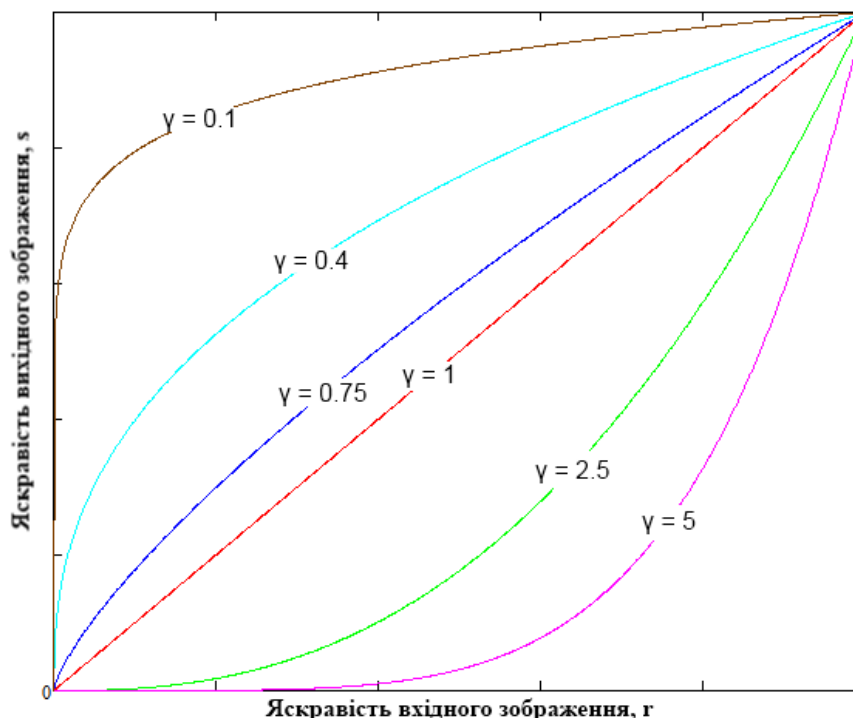


Рисунок 2 – Залежність кривої відношення яскравості вхідного та вихідного зображень для різних значень γ

Як зазначалось раніше, окрім методів просторового оброблення зображень, що здійснюють операції над яскравістю зображення, розрізняють методи, які здійснюють просторову фільтрацію зображення. Просторова фільтрація застосовується для зменшення дії перешкод та шумів в зображеннях. Даний вид фільтрації є особливо актуальним у випадку роботи з біомедичними зображеннями, оскільки висока якість діагностичних даних є запорукою вдалого лікування. При фільтрації яскравість кожного пікселя вхідного зображення, яке було спотворене перешкодою, замінюється деяким іншим значенням яскравості, яке в меншій мірі спотворене перешкодою. Якщо операції, що здійснюються над пікселями, є лінійними, вся процедура називається лінійною просторовою фільтрацією, в іншому ж випадку вона має назву нелінійної просторової фільтрації [3].

Для виконання фільтрації необхідно зробити такі перетворення, які ґрунтуються на тому, що інтенсивність зображення змінюється в просторових координатах повільніше, ніж функція перешкоди. В інших випадках, навпаки, ознакою корисного сигналу є різкі перепади яскравості. У методах фільтрації при оцінці реального сигналу в деякій точці кадру беруть до уваги деяку множину сусідніх точок, скориставшись певною схожістю сигналу в даних точках. Тому ідеологія фільтрації ґрунтується на раціональному використанні даних як з робочої точки, так і з її оточення. При вирішенні задач фільтрації використовують ймовірнісні моделі зображення і перешкоди, і застосовують статистичні критерії оптимальності. Це пов'язано з випадковим характером перешкоди і метою отримати мінімальну різницю між результатом обробки і ідеальним біомедичним зображенням. Різноманітність методів і алгоритмів фільтрації пов'язана із великою кількістю математичних моделей сигналів і перешкод, а також різними критеріями оптимальності.

Для успішного подолання проявів шумів на зображенні за допомогою фільтрації, необхідно врахувати специфіку даного шуму. Нижче розглянуто деякі з найпоширеніших видів шумів [6].

Періодичний шум. Даний шум зазвичай виникає внаслідок присутності електричних або електромеханічних шумів під час реєстрації зображення. Є періодичним та просторово залежним, загалом має форму синусоїди. В частотній області даний тип шуму проявляється у вигляді пар поєднаних точок та може бути усунений за допомогою режекторних фільтрів.

Імпульсний шум. Даний вид шуму найчастіше з'являється на зображеннях через наявність помилок при передачі даних. Пошкоджені пікселі мають максимальне значення і максимально можливу яскравість або нульове значення та чорний колір. Інші пікселі залишаються незмінними. Шум кількісно визначається відсотком відношення вражених пікселів до їх загального числа. Даний вид шуму також називають шумом типу «сілець та перець» через характерний вигляд зображень, вражених ним.

Квантизаційний шум. Вищезазначений тип шуму властивий процесу квантизації сигналу в аналого-цифрових перетворювачах через втрату деякої частини інформації.

Врахування особливостей присутнього на зображенні шуму при просторовій фільтрації дозволяє обирати фільтри, що показують найкращу ефективність при усуненні даного виду шуму.

Одними із засобів здійснення просторової фільтрації є лінійні фільтри. Лінійні фільтри являють собою сімейство фільтрів, що мають дуже простий математичний опис. Разом з тим вони дозволяють отримувати різноманітні ефекти. У практиці цифрової обробки зображень широко використовується маскова фільтрація. Функцію називають маскою, яка представляє собою вагові коефіцієнти, що задані в усіх точках околиці, яка зазвичай симетрично оточує робочу точку кадру. Поширеним видом границі є квадрат розміром n на n елементів з робочим елементом у центрі. Найчастіше n є непарним числом, оскільки в такому випадку в масці є чітко виражений центр [3].

Лінійні фільтри, які задаються дискретними апроксимаціями диференціальних операторів (за методом кінцевих різниць), застосовуються для задачі пошуку меж (границь) на зображенні. Знайдені межі можуть використовуватись в методах покращення чіткості зображення. Одним з таких методів є нерізке маскування. Даний метод базується на відніманні від вхідного зображення його частини, отриманої за допомогою лінійних фільтрів, та характеризується наступною формулою [6]:

$$g(x, y) = f(x, y) - cf_s(x, y),$$

де $g(x, y)$ - значення яскравості пікселя з координатами x, y вихідного зображення, $f(x, y)$ - яскравість пікселя вхідного зображення, c - константа, а $f_s(x, y)$ - яскравість пікселя вхідного зображення після оброблення лінійним фільтром.

Найпростішим диференціальним оператором є взяття похідної за x -координатою. Даний оператор визначений для безперервних функцій. Існує безліч способів визначити аналогічний оператор для дискретних зображень за допомогою лінійного фільтру. Зокрема, поширеними варіантами є фільтри (маски) Прюїта (Prewit) і Собеля (Sobel) [7].

Фільтр Прюїта задається матрицею:

$$M_{Prewit} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

Фільтр Собеля задається матрицею:

$$M_{Sobel} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 2 & 0 & -2 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

На відміну від згладжуючи фільтрів і фільтрів, що підвищують контрастність, які не змінюють середню інтенсивність зображення, в результаті застосування різницевого оператора отримують зображення з середнім значенням пікселя близьким до нуля. Вертикальним межах вихідного зображення відповідають пікселі з великими за модулем значеннями на кінцевому зображенні. Тому різницеві фільтри називають також фільтрами, що знаходять границі.

Аналогічно вищезазначеним фільтрам, за методом кінцевих різниць можна скласти фільтри для інших диференціальних операторів. Зокрема, важливий для багатьох програм диференціальний оператор

Лапласа - $\nabla = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$, можна наблизити для дискретних зображень фільтром з матрицею (один з варіантів) [2, 7]:

$$M_{\nabla} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & -4 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

В результаті застосування даного фільтру, великі за модулем значення відповідають як вертикальним, так і горизонтальним перепадам яскравості, тому цей фільтр знаходить межі будь-якої орієнтації. Знаходження меж на зображенні може здійснюватися шляхом застосування цього фільтру і взяття всіх пікселів, модуль значення яких перевершує певний поріг. Однак такий алгоритм має недоліки. Головний із них - невизначеність у виборі величини порогу. Для різних частин зображення прийнятний результат зазвичай виходить при істотно різних порогових значеннях. Крім того, різницеві фільтри дуже чутливі до шумів зображення, тому перед обробленням такого зображення необхідно попередньо здійснити фільтрацію шумів.

Видалення шумів на зображенні і, як наслідок покращення його візуальної якості, можливо здійснювати за допомогою медіанної фільтрації. Медіанна фільтрація являє собою евристичний метод обробки. Її алгоритм не є математичним рішенням суворо сформульованої задачі. Як і в методі маскової фільтрації, при застосуванні медіанного фільтра відбувається послідовна обробка кожної точки зображення, а для обчислення оцінки використовується деяка околиця (вікно). Найчастіше застосовуються варіанти вікон у вигляді хреста та квадрата. Розміри вікна змінюються залежно від задачі і характеру зображення. Відліки зображення, що опинилися в межах вікна, утворюють робочу вибірку поточного кроку. Медіанна фільтрація визначається наступним чином:

$$B_{median}(x, y) = median\{N(x, y)\}.$$

Результатом фільтрації є медіанне значення пікселів вікна, форма якого вибирається довільно. Застосування нелінійного медіанного фільтру не призводить до зміни різких стрибків яскравості на зображенні, що досить корисно для зображень, на яких присутня велика кількість контурів. Незважаючи на це, ефективність видалення імпульсного шуму залишається досить високою. Недоліком медіанної фільтрації є невелика ефективність фільтрації флукуаційного шуму [1, 7].

Одним із шляхів видалення гаусівського шуму на біомедичному зображенні є використання адаптивної вінерівської фільтрації. Як і медіанна фільтрація, метод Н. Вінера використовує ковзаюче вікно розміром $m \times n$ пікселів, в межах якого здійснюється статистична оцінка фрагментів зображення. При здійсненні вінерівської фільтрації в околі пікселя $a(x, y)$ знаходяться середнє значення яскравості μ в центрі ковзаючого вікна та дисперсія σ^2 за допомогою формул [8]:

$$\mu = \frac{1}{mn} \sum_{x, y \in \eta} a(x, y), \text{ та}$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{mn} \sum_{x, y \in \eta} a^2(x, y) - \mu^2,$$

де η – множина пікселів ковзаючого вікна розміром m на n . Значення яскравості пікселя $b(x, y)$ вихідного зображення знаходяться за допомогою формули:

$$b(x, y) = \mu + \frac{\sigma^2 - v^2}{\sigma^2} (a(x, y) - \mu),$$

де v^2 – дисперсія шуму.

Оцінювання ефективності просторових методів оброблення біомедичних зображень

Оцінювання ефективності методів просторового оброблення біомедичних зображень проводилося на основі візуального аналізу зображення клітин крові, представленого на рис. 1, після здійснення фільтрації методами, огляд яких наведено в попередньому розділі.

Проаналізувавши гістограму зображення, наведену на рис. 1, можна зробити висновок, про наявність вузького діапазону яскравості та, як наслідок, мало контрастності зображення в цілому. Для підвищення контрасту даного зображення, було здійснено еквалізацію його гістограми в програмному пакеті *MATLAB* за допомогою функції *histeq* з набору інструментів *Image Processing Toolbox*. Отримане зображення після еквалізації гістограми наведено нижче.

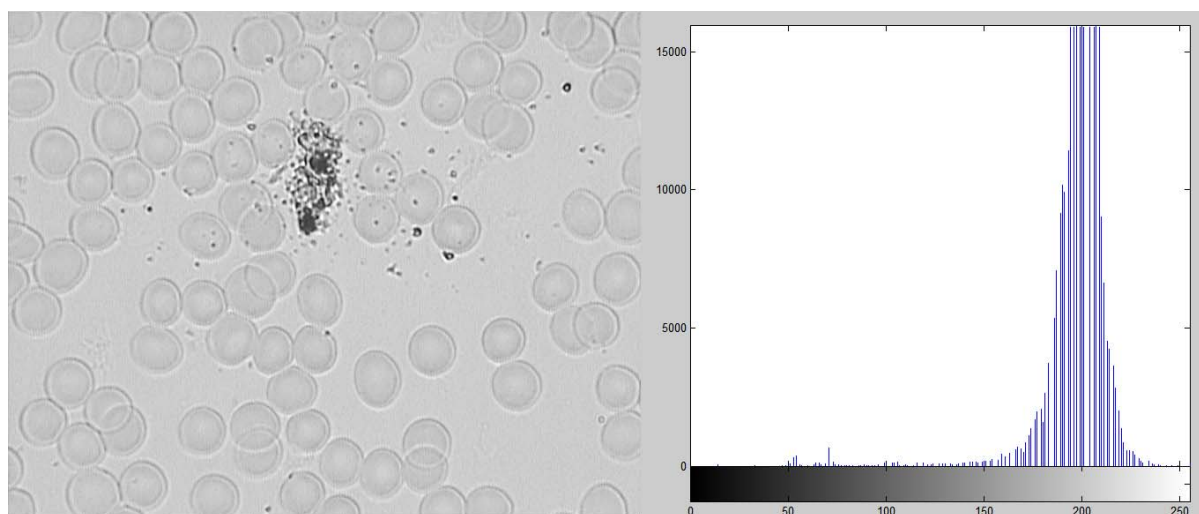
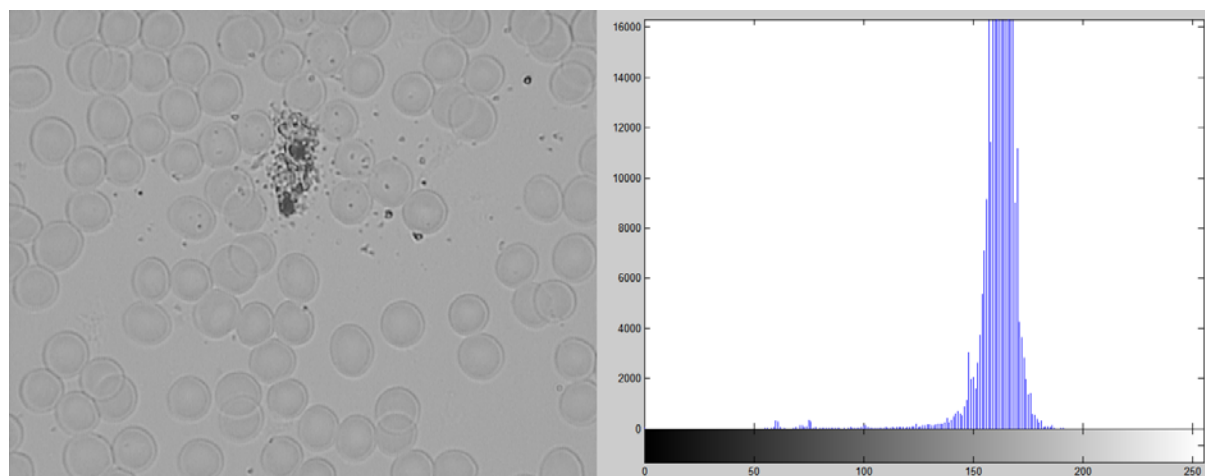


Рисунок 3 - Зображення клітин крові та його гістограма після еквалізації

Використання гістограмної еквалізації дало можливість розширити діапазон яскравості зображення, підвищити його контрастність і, як наслідок, покращити візуальну якість, в чому можна впевнитись з рис. 2. Недоліком гістограмної еквалізації є те, що її застосування для покращення візуальної якості зображення, яке вже має широкий діапазон яскравості, не дасть позитивного результату.

Для оцінювання ефективності візуального покращення зображення після γ -корекції було проведено оброблення біомедичного зображення, зображеного на рис. 1, з параметром $\gamma = 0.75$ в пакеті *MATLAB* за допомогою функції *imadjust*. Результат наведено на рис. 4.

Рисунок 4 - Рис. 1 після гама-корекції з $\gamma = 0.75$ та його нова гістограма

Застосування γ -корекції дало можливість підвищити яскравість зображення, хоча і не так агресивно, як за допомогою гістограмної еквалізації. Варто зазначити, що гама-корекція може приводити до скорочення діапазону яскравості зображення, про що наочно можна впевнитись з гістограми на рис. 4 а також зі зменшення контрастності контурів клітин крові.

Для оцінювання ефективності просторової фільтрації зображень фільтром Лапласа було проведено процедуру нерізкого маскуванню, в пакеті *MATLAB* за допомогою наступної формули [3]:

$$g(x, y) = f(x, y) + c\nabla^2 f(x, y),$$

де $g(x, y)$ – піксель обробленого зображення, $f(x, y)$ – піксель вхідного зображення, c – параметр, що дорівнює -1. Застосування фільтра Лапласа та нерізкого маскуванню до вхідного зображення здійснювалось за допомогою функцій *fspecial* та *imfilter*. Оброблене зображення наведено нижче.

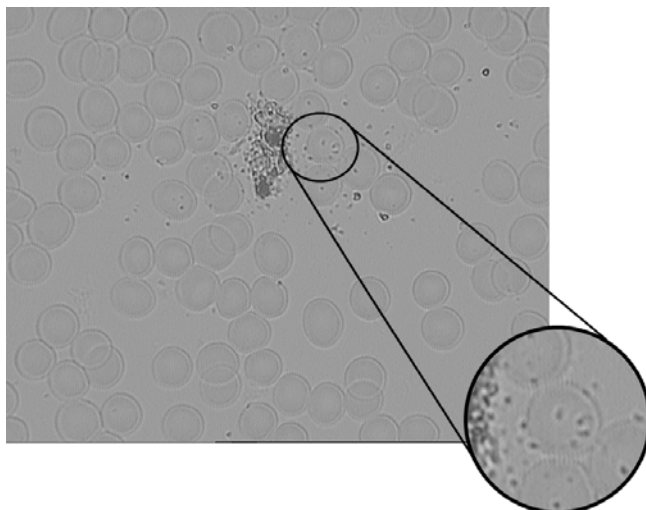


Рисунок 5 - Рис. 1 після нерізкого маскуванню за допомогою фільтра Лапласа

Використання лінійного фільтру представленого маскою Лапласа дозволило підвищити чіткість контурів клітин крові, але також і шумів. Тому для кращої візуальної якості зображення потрібно провести фільтрацію наявного періодичного шуму, наприклад, за допомогою медіанної чи вінерівської фільтрації.

На рис. 6 наведені зображення, отримані після нерізкого маскуванню за допомогою маски Лапласа та оброблені нелінійною медіанною та адаптивною вінерівською фільтраціями. Процес зменшення шумів за допомогою вищеназаних фільтрацій здійснювався в програмному середовищі *MATLAB* за допомогою функцій *medfilt2* у випадку медіанної фільтрації та *wiener2* у випадку адаптивної вінерівської фільтрації. В обох випадках розмір ковзаючого вікна складав 3×3 .

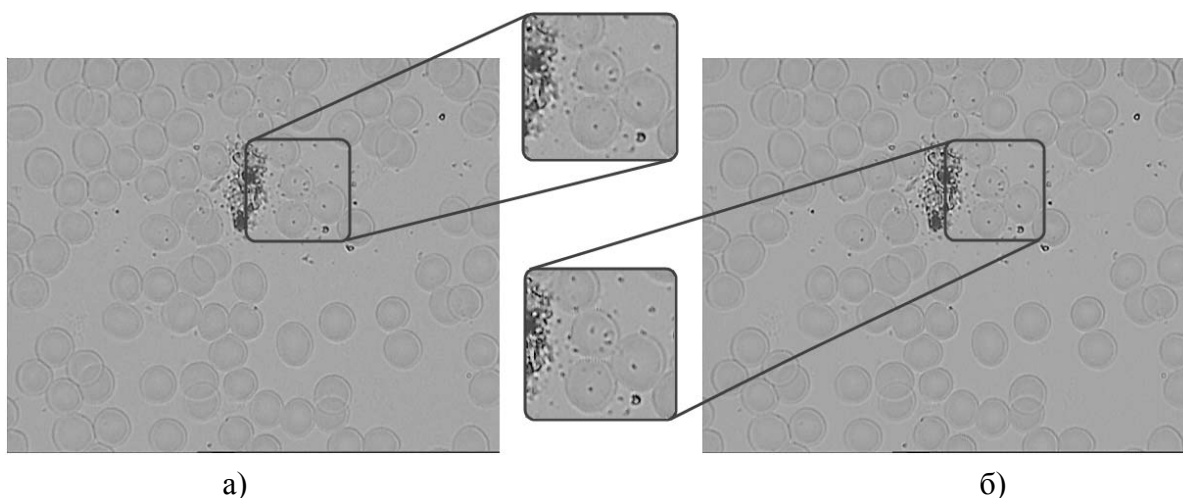


Рисунок 6 - Рис. 5 після: а) медіанної, б) вінерівської фільтрації

Отримані зображення дозволяють зробити висновок про кращу якість видалення періодичного шуму медіанною фільтрацією. У випадку використання адаптивної вінерівської фільтрації на зображенні залишаються прояви шумів, які досить помітні на ділянках дотику клітин крові між собою.

Використання *MATLAB* дає можливість порівняти час здійснення медіанної та вінерівської фільтрацій. Для більш наглядної різниці, вимір часу здійснювався для 100 ітерацій оброблення вхідного зображення вищеназаними фільтраціями. Для автоматизації процесу була створена М-функція для *MATLAB*. Отриманий час для медіанної фільтрації склав 6.9 сек., а для вінерівської – 5.79 сек.

Висновки

1. Практично підтверджено доцільність застосування методів корекції яскравості зображення, у випадку його загального затемнення, а також методики нерізкого маскуванню для підвищення чіткості зображення.

2. Встановлено кращу якість видалення періодичного шуму медіанною фільтрацією порівняно з адаптивною вінерівською фільтрацією. Практично визначено невелику перевагу у швидкості виконання адаптивної вінерівської фільтрації над медіанною фільтрацією в пакеті MATLAB, тому дану особливість потрібно враховувати при створенні нових методів просторового оброблення зображень, які будуть використовувати вищезазвані фільтри.

Список літератури

1. Методи комп'ютерної обробки зображень / Под ред. В.А. Сойфера. – 2-е изд., испр. – М.: Физмалит, 2003. – 784 с. – ISBN 5-9221-0270-2
2. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с. – ISBN 5-94836-028-8
3. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с. – ISBN 5-94836-092-X
4. Павлов С.В., Довгалюк Р.Ю. Алгоритми ущільнення цифрових зображень // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2010. – №2(20). – С. 194 – 198.
5. Яне Б. Цифровая обработка изображений / Б. Яне. – М.: Техносфера, 2007. – 584 с. – ISBN 978-5-94836-122-2
6. Dougherty G. Digital Image Processing for Medical Applications / Geoff Dougherty - 2009. - 462 P. - ISBN 1-521-86085-7
7. Pratt, William K. Digital image processing: PIKS Scientific inside / William K. Pratt. – 4th ed. – 2007. – 812 P. – ISBN 0-471-76777-8
8. Lim, Jae S. Two-Dimensional Signal and Image Processing / Jae S. Lim. – 1989. – 694P. – ISBN 0-139-35322-4

Відомості про авторів

Павлов Сергій Володимирович – д.т.н., проф., зав. кафедри фізики та фотоніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021

Вовкотруб Діна Вікторівна – аспірантка кафедри фізики та фотоніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, e-mail: dina-wdw@mail.ru

Довгалюк Ростислав Юрійович – студент, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, e-mail: rengate@yandex.ru

Хані Аль-Зубі – PhD, Йорданського технічного університету.

УДК 004.02+519.213

Т. О. САВЧУК, В. В. КОЛОДНИЙ, А. В. КОЗАЧУК

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

СИСТЕМА МОДЕЛЮВАННЯ НЕПЕРЕРВНИХ ВИПАДКОВИХ ВЕЛИЧИН З ГРАФІЧНО ЗАДАНИМИ ОСОБЛИВОСТЯМИ «GENGRAPH»

Анотація: У статті поставлено задачу розробки інструментальних засобів моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими особливостями. Розроблена відповідна система, що отримала назву «GenGraph». Проведене дослідження розробленої системи показало її придатність для моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими законами розподілу в умовах недостовірності, неповноти та відсутності статистичних даних.

Ключові слова: неперервна випадкова величина, закон розподілу, девіантні розподіли, графічно задані особливості випадкових величин, імітаційне моделювання.

Аннотация: В статье поставлена задача разработки инструментальных средств моделирования непрерывных случайных величин с графически заданными особенностями. Разработана соответствующая система, получившая название «GenGraph». Проведенное исследование разработанной системы показало ее пригодность для моделирования непрерывных случайных величин с графически заданными законами распределения в условиях недостоверности, неполноты и отсутствия статистических данных.

Abstract: The article deals with development of tools that allows to simulate continuous random variables with graphically given characteristics. System, called «GenGraph» was developed as a result of research. Investigation of developed system has shown its validity to be used for simulating continuous random variables with graphically given distribution laws under conditions of unreliability, incompleteness and lack of statistical data.

Вступ

В імітаційному моделюванні складних систем загальноприйнятим є представлення випадкових факторів з допомогою випадкових чисел, розподілених за певним законом розподілу ймовірностей з відомими параметрами. Якщо закони розподілу або значення параметрів випадкових величин на час розробки імітаційної моделі невідомі, то все одно, явно чи неявно, робиться припущення щодо виду розподілу та значень параметрів. Фахівці відзначають [1,2], що ці припущення далеко не завжди є досить обґрунтованими і тому згенеровані випадкові величини можуть неадекватно відображати реальні випадкові фактори. В цьому випадку іноді спрацьовує «магія комп'ютерного моделювання», при якій результати моделювання невинувато вважаються достовірними, тому що дійсно генеруються певні випадкові величини згідно з розробленою моделлю, а той факт, що апріорні знання про закон розподілу випадкової величини є неповними, а прийняті функції розподілу – не завжди вірогідними, не береться до уваги.

В цій статті розглядаються інструментальні засоби моделювання випадкових величин, щодо яких точно невідомі закони розподілу ймовірностей та їхні параметри, але є певна апріорна інформація, яка може висловлюватися в нестрогій, вербальній, числовій або графічній формі. Мається на меті максимально можливе врахування всієї апріорної інформації в таких випадках та зниження впливу суб'єктивізму на адекватність імітаційних моделей, що розробляються.

Мета дослідження

Метою дослідження є розробка інструментальних засобів моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими особливостями для максимальної автоматизації процесів побудови і редагування ескізів графіків щільності розподілу та подальшої генерації нестандартних випадкових величин.

Постановка задач

1. Розробити математичні моделі та алгоритми для роботи з графічно заданими законами розподілу.
2. Програмо реалізувати отримані математичні моделі та алгоритми у вигляді системи моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими особливостями.
3. Провести дослідження отриманої системи моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими особливостями розподілу.

Передумови для розробки системи GenGraph

Проведені дослідження говорять, що моделювання випадкових величин з графічно заданими особливостями доцільне, якщо закони розподілу цих величин є нестандартними, наприклад, девіантними [3,4] або багатомодальними.

Девіантний розподіл – це близький до відомого типового (базового) закону розподілу ймовірностей, який має певні визначені суттєві особливості (відмінності від базового закону), що називаються девіантностями.

Девіантні розподіли, як правило, не виражаються аналітичними формулами для щільності ймовірностей, а генеруються за допомогою комп'ютера методами імітаційного моделювання, тобто будь-

який девіантний розподіл – це емпіричний розподіл, який отримано певним алгоритмічним перетворенням базових випадкових чисел $R \in (0;1)$.

Відомі такі види опису девіантностей [3]:

- 1) числовий опис;
- 2) графічний опис;
- 3) вербальний опис.

Також можливі комбінації цих видів: числового, графічного та вербального, числового та вербального, числового та графічного, графічного та вербального. Таким чином, можна виділити 7 різних видів описів девіантностей.

Виявилося, що цю класифікацію доцільно застосовувати не тільки для девіантних законів, а взагалі для будь-яких нестандартних законів розподілу. В цьому більш загальному випадку замість терміна «девіантність» будемо використовувати термін «особливість». Наведемо приклади числового опису особливостей розподілу:

- 1) площа під графіком щільності розподілу, що обмежена інтервалом (a;b);
- 2) площа під графіком від точки x_1 до точки X_{ma} ;
- 3) коефіцієнт асиметрії;
- 4) точки зрізу x_a, x_b ;
- 5) інші числові параметри розподілу.

Прикладами вербального опису особливостей можуть бути:

- 1) розтягнутість хвостів (лівого, правого або обох);
- 2) невелика асиметричність (ліва, права);
- 3) зрізаність (зліва, справа або з обох боків);
- 4) підвищена ймовірність виникнення окремих рідких подій (дуже великих або дуже малих значень випадкової величини);
- 5) кусочна дискретність, та ін.

Можливі також комбінації різних особливостей.

В якості графічного опису особливостей розподілу найбільш наочним і зручним є опис графіком щільності розподілу або гістограмою [1,2]. На жаль, наявної інформації не завжди достатньо для побудови точних графіків, але виявилось можливим в багатьох випадках поєднувати числові, вербальні та графічні описи особливостей і будувати ескізи графіку щільності розподілу.

Зрозуміло, що це досить трудомісткий процес, тому була поставлена задача максимально автоматизувати процес побудови і редагування ескізів графіків щільності розподілу та подальшої генерації випадкових величин згідно з вербально, чисельно та графічно заданими особливостями розподілів. Для розв'язання цієї задачі і була розроблена комп'ютерна система **GenGraph**.

Розробка алгоритму генерації випадкової величини з графічно заданим законом розподілу

Розіберемо процес розробки алгоритму генерації випадкової величини з графічно заданим законом розподілу на два послідовні етапи: виділення графіку щільності розподілу заданої випадкової величини, побудова функції генерації випадкових величин, розподілених за заданим законом розподілу. Розглянемо послідовно ці етапи.

Виділення графіку функції щільності розподілу випадкової величини X з множини графічних примітивів, введених користувачем.

Необхідно, маючи множину графічних примітивів Q, введених користувачем, розмір та координати границь робочої області, на яку вводяться примітиви, отримати вектор H, що представляє дискретизовану функцію щільності девіантного розподілу випадкової величини X.

При роботі з немасштабованими зображеннями неможливо подолати обмеження дискретизації, що накладається роздільною здатністю монітора комп'ютера. Тому за одиницю дискретизації прийнято розмір пікселя.

Кожен елемент q множини Q являє собою ламану лінію, задану у системі координат, пов'язаних із робочою областю. Початок координат знаходиться у правому верхньому куті робочої області, вісь абсцис направлена вліво, вісь ординат – зверху вниз. Одиниця системи координат співпадає з розміром пікселя.

Для досягнення максимальної простоти системи моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими законами розподілу введено додаткову систему координат, яку використовує користувач. Ця система координат має такі характеристики: вісь абсцис направлена зліва направо і співпадає з нижньою гранню робочої області. Вісь ординат направлена знизу вгору. Задаються координати лівої та правої граней робочої області по вісі абсцис. Одиниця по осі ординат співпадає з розміром пікселя.

Під час роботи система моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими законами розподілу повинна виконувати перетворення координат із системи, з якою працює користувач в роботу і навпаки.

Розглянемо алгоритм, що використовується для отримання H із інформації, представленій у Q , позначивши ширину робочої області у пікселях за L .

1. Створити вектори $HasValue$, H розміром L .
2. $\forall i, 0 \leq i < L : HasValue[i] \leftarrow false; H[i] \leftarrow 0;$
3. $\forall q \in Q :$
 Для усіх сусідніх точок ламаної $p1, p2$:
 якщо $p1.x > p2.x$
 то
 поміняти $p1$ та $p2$ місцями
 якщо $p1.x = p2.x$
 то
 точки лежать на вертикальній прямій
 $H[p1.x] \leftarrow \max(p1.y, p2.y, H[p1.x])$
 $y \leftarrow p1.y$
 для cx від $p1.x$ до $p2.x$, крок 1:
 $HasValue \leftarrow true$
 $H[cx] \leftarrow \max(H[cx], y)$
 $y \leftarrow y + (p2.y - p1.y) / (p2.x - p1.x)$
4. для $\forall i, 0 \leq i < L :$
 конвертувати значення $H[i]$ з урахуванням $HasValues[i]$ та висоти робочої області
5. Вивести H .

Таким чином, отримано вектор H , необхідний для подальшої роботи з графічно заданим законом розподілу.

Побудова функції генерації випадкових величин на основі графіку функції щільності розподілу.

Розглянемо алгоритм, що дозволяє згенерувати вибірку випадкових величин на основі таблично заданої функції щільності розподілу.

Необхідно маючи вектор дискретизованої функції щільності розподілу H , координати лівої та правої граней робочої області $minValue$ та $maxValue$, розмір результуючого вектора n , отримати функцію $CustomRand(H, minValue, maxValue, n)$, що дозволяє здійснити генерацію випадкової величини X .

функція $CustomRand(H, minValue, maxValue, n)$

1. $V \leftarrow GetValues(H, minValue, maxValue, n)$
2. $index \leftarrow \text{round}(R * (n - 1))$
3. вивести $V[index]$.

де $\text{round}(x)$ – функція, що округлює число x до найближчого цілого значення.

функція $GetValues(H, minValue, maxValue, n)$

1. $sum \leftarrow 0$
 $\forall h, h \in H :$
 $sum \leftarrow sum + h$
2. $curIndex \leftarrow 0$
 $growth \leftarrow (maxValue - minValue) / H.size$
 $curValue \leftarrow minValue$
 ініціалізувати результуючий вектор V розміром n
3. $\forall h, h \in H :$
 $numberOf \leftarrow h$
 якщо $n \neq sum$
 то
 $numberOf \leftarrow \text{round}(h * n / sum)$
 для i від $curIndex$ до $curIndex + numberOf$:

$$V[i] \leftarrow curValue$$

$$curIndex \leftarrow curIndex + numberOf$$

$$curValue \leftarrow curValue + growth$$

4. вивести V .

Отже, генерація випадкових величин, розподілених за законами розподілу з графічно заданими особливостями, може бути виконана за допомогою вищенаведених функцій.

Інструментальні засоби системи GenGraph

На основі вищенаведених алгоритмів розроблено систему моделювання випадкових величин з графічно заданими законами розподілу. Система отримала назву **GenGraph**. Створений програмний продукт включає в себе такі інструментальні засоби:

- введення графіка щільності розподілу за допомогою миші;
- завдання ділянки лінійності по координатам крайніх точок;
- проведення відрізків мишою;
- завдання координат крайніх точок робочої області;
- побудова графіку щільності одного із стандартних законів розподілу;
- апроксимація виділеної ділянки графіка методом найменших квадратів, або методом гнучкої нитки;
- визначення ймовірності потрапляння випадкової величини у певний інтервал;
- побудова гістограми отриманого розподілу;
- визначення статистичних параметрів отриманого розподілу;
- збереження отриманого розподілу із можливістю подальшого застосування у .Net додатках.

Система є простою у використанні і має зручний покроковий інтерфейс користувача з можливістю повернення до будь-якого попереднього кроку. Інтерфейс системи (рис.1) доступний українською та англійською мовами.

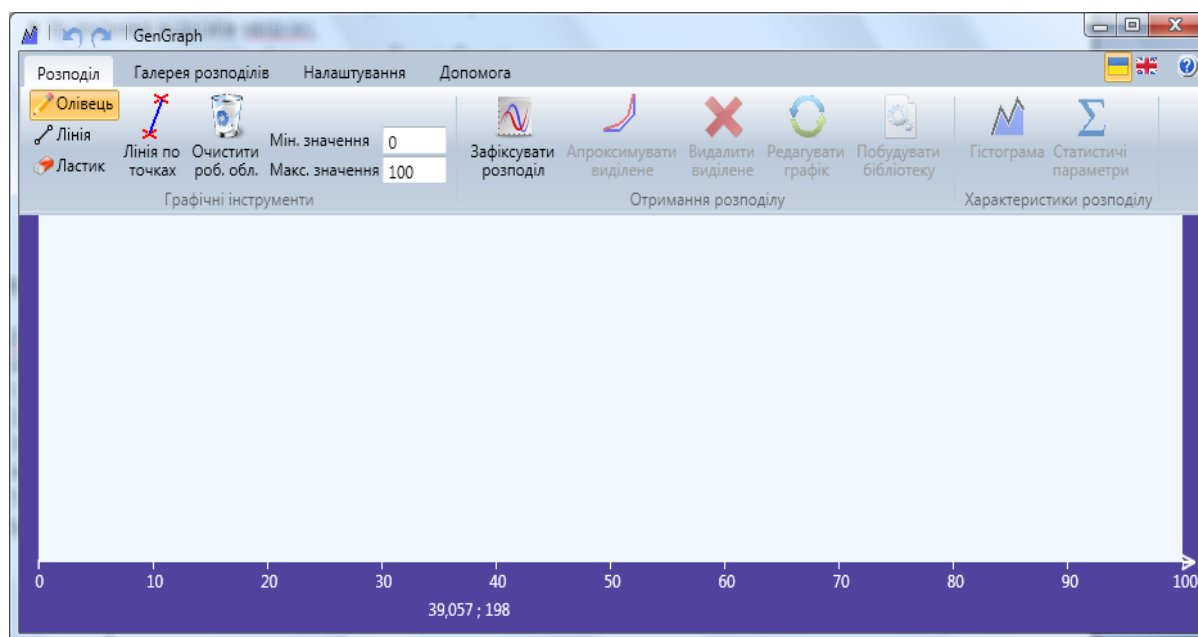


Рисунок 1 – Інтерфейс системи **GenGraph**

Приклад практичного застосування системи GenGraph

Розглянемо приклад практичного застосування системи. Припустимо, що статистичних даних немає, але експертним шляхом були визначені такі особливості неперервної випадкової величини X :

- $X > 0$;
- найбільш імовірними є значення в діапазоні $20 \leq x \leq 70$;
- значення $x < 20$ є більш імовірними, ніж значення $x > 70$;
- значення $x > 100$ практично не зустрічаються;
- значення $20 \leq x \leq 30$ є трохи менш імовірними, ніж значення $60 \leq x \leq 70$.

- Значення $x < 10$ є приблизно рівномірними.

Можливий вигляд ескізу графіка функції щільності розподілу неперервної випадкової величини X наведено на рисунку 2.

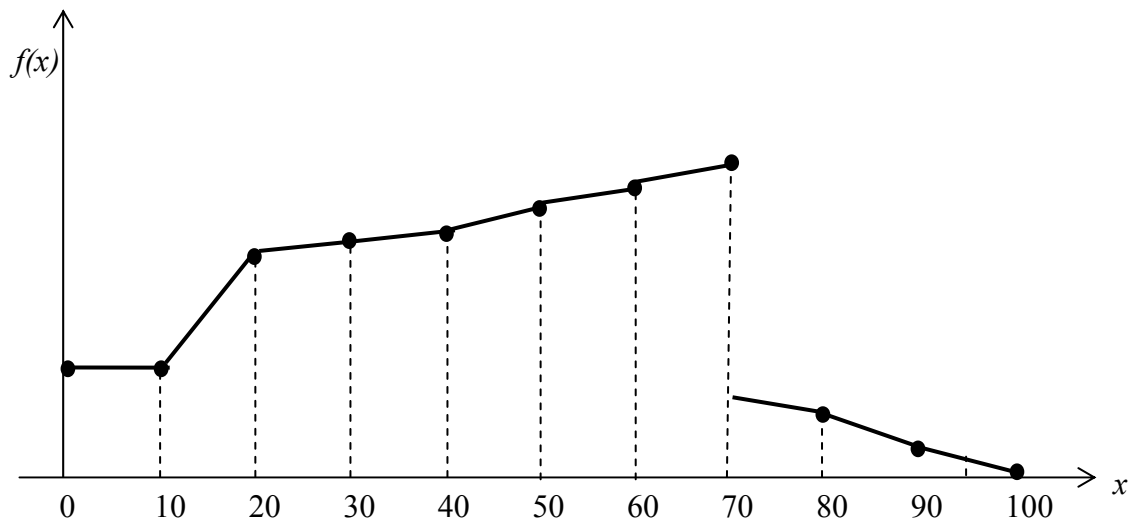


Рисунок 2 – Ескіз графіка функції щільності описаного закону розподілу

Згенеруємо випадкову величину, ескіз графіка щільності якої представлений на рисунку 2. Результат моделювання зображений на рисунку 3.

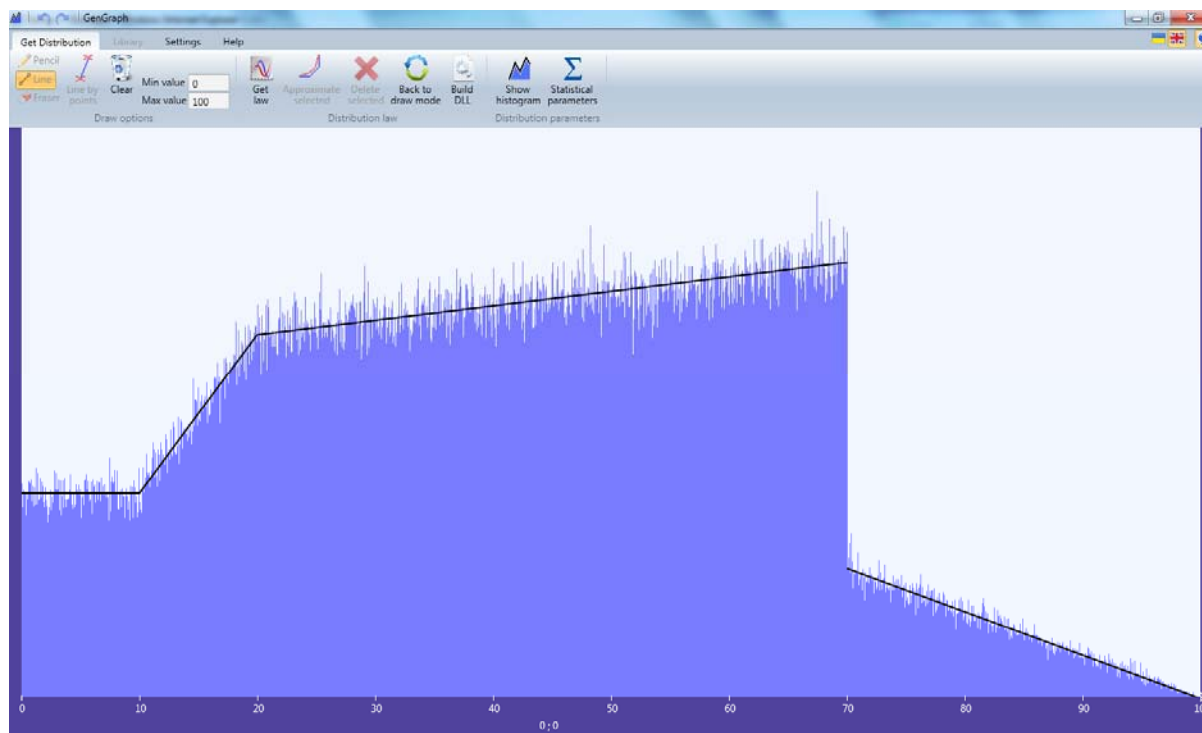


Рисунок 3 – Результат моделювання

Порівняння статистичних параметрів заданого розподілу та вибірки згенерованих величин (гістограма вибірки представлена на рис. 3) наведено на рисунку 4.

Name of parameter	Drawn value	Generated value
Expected value, μ Мат. сподівання	41.906179675245	41.855097349234977
Variance, σ^2 Дисперсія	452.231146882600630	451.754357177037262
Standard deviation, σ С. К. В.	21,2657270480602	21,2545138071196
Skewness, Y1 Коефіцієнт асиметрії	0.012221884376756	0.017147033039889
Kurtosis, Y2 Коефіцієнт ексцесу	2.21819437455848	2.21937556977279
Min value Мінімальне значення	0.035460	0.035460
Max value Максимальне значення	99.680851	99.397163

Рисунок 4 – Порівняння статистичних параметрів згенерованої вибірки та заданої випадкової величини

Припустимо, що експерт додатково відзначає, що графік щільності розподілу даної випадкової величини має бути гладкою кривою із збереженням усіх вищезазначених особливостей. Для того, щоб привести згенеровану величину до такого вигляду, проведемо апроксимацію заданого графіку та повторно визначимо статистичні параметри. При цьому, імовірність потрапляння випадкової величини у окіл точки 70 не зміниться, завдяки особливості алгоритму апроксимації, що використовується в GenGraph.

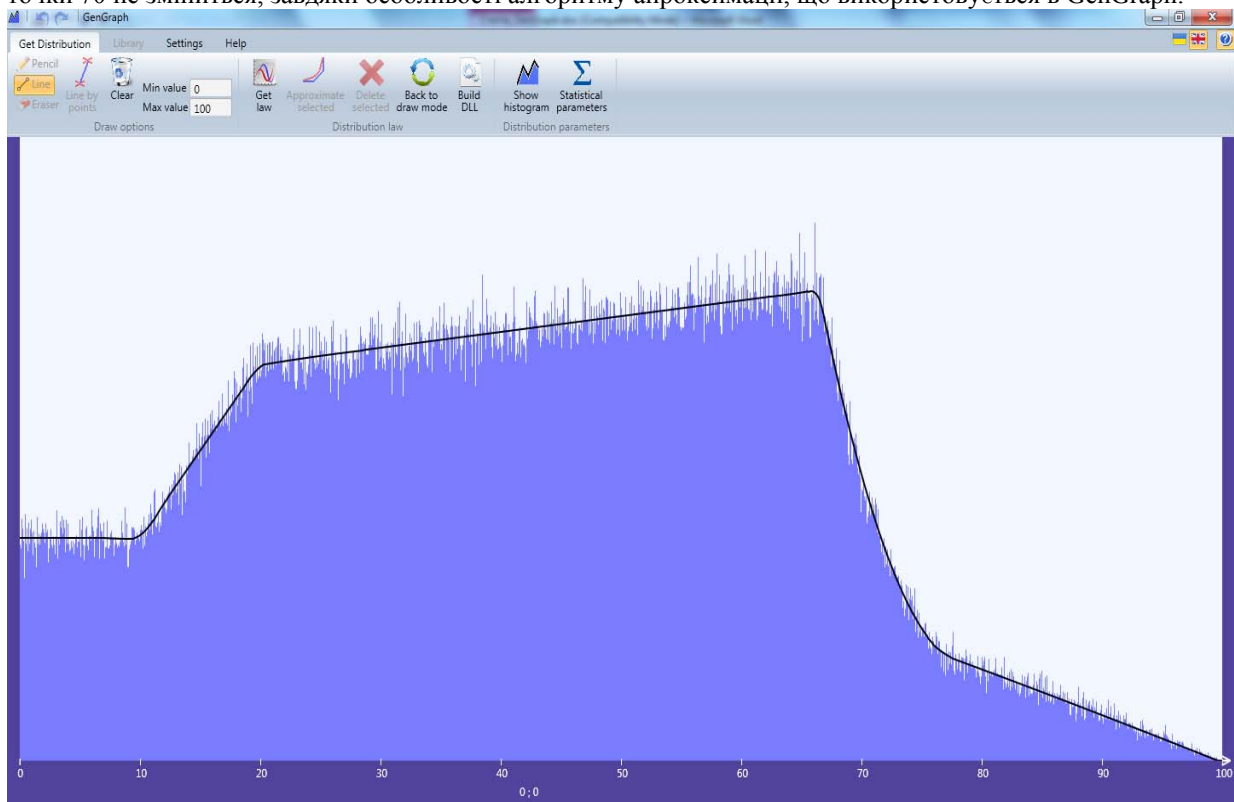


Рисунок 5 – Результат апроксимації випадкової величини

На рисунку 6 показані статистичні параметри випадкової величини з апроксимованим графіком щільності розподілу.

Name of parameter	Drawn value	Generated value
Expected value, μ Мат. сподівання	41.921037453064	41.930483160380058
Variance, σ^2 Дисперсія	453.649692469600623	454.379378161017888
Standard deviation, σ С. К. В.	21,2990537928238	21,3161764432794
Skewness, Y1 Коефіцієнт асиметрії	0.015819432686929	0.017885142321292
Kurtosis, Y2 Коефіцієнт ексцесу	2.21554378691759	2.21738864005578
Min value Мінімальне значення	0.035460	0.035460
Max value Максимальне значення	99.680851	99.539007

Рисунок 6 – Порівняння статистичних параметрів згенерованої вибірки та апроксимованої випадкової величини

Порівняння даних з рисунків 6 та 4 показує, що згенерована випадкова величина не чутлива до розривів графіку щільності в околі точки 70.

Висновки

У статті розглянуто особливості девіантних законів розподілу та способи їх опису. На основі отриманого алгоритму генерації випадкових величин було розроблено систему моделювання неперервних випадкових величин з графічно заданими особливостями **GenGraph**. Розроблена система дає можливість проводити моделювання випадкових величин з нестандартними законами розподілу, а також випадкових величин, розподіли яких близькі до стандартних, але мають певні особливості (девіантності). Також з'являється можливість оцінити чутливість виходу моделі до незначних змін графіка функції щільності розподілу. За допомогою системи **GenGraph** можна моделювати випадкові величини, задані малими вибірками або взагалі без наявної статистичної інформації. Проведене дослідження розробленої системи показало, що її використання є досить ефективним для імітаційного моделювання складних систем.

Список використаної літератури

1. Кельтон В. Имитационное моделирование. Классика CS / В. Кельтон, А. Лоу – СПб: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2004. – 847 с.
2. Мостеллер Ф. Анализ данных и регрессия / Ф. Мостеллер, Дж. Тьюки – Вып. 1. - М: Финансы и статистика, 1982. – 317 с.
3. Колодний В. В. Застосування класу девіантно-нормальних розподілів в імітаційному моделюванні// Вісник ВПІ. – 2001. – №2. – С. 82-85.
4. Колодний В. В. Методи генерації девіантно-нормальних розподілів ймовірностей/ В. В. Колодний, В. В. Седлецький // Вісник ВПІ, – 2004. – № 5. – С. 72-77.

Відомості про авторів

Савчук Тамара Олександрівна – к.т.н., професор кафедри Комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

Колодний Володимир Володимирович – к.т.н., доцент кафедри Комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

Козачук Андрій Валерійович – магістрант кафедри Комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ МЕТОДИ

УДК 530

Г.П. ГОРСЬКИЙ, В.Г. ДЕЙБУК

Чернівецький національний університет ім. Юрія Федьковича, Чернівці

ЧОТИРИСПНОВА МОДЕЛЬ УНІВЕРСАЛЬНОГО КВАНТОВОГО ВЕНТИЛЯ ФРЕДКІНА

Анотація. Розглянуто роботу квантового логічного вентиля Фредкіна на ядерному магнітному резонансі у випадку 4-х квантових бітів (КвБ), репрезентованих ядерними спінами. Знайдено оптимальні закони обмінної взаємодії між ядерними спінами, необхідні для чіткої роботи вентиля Фредкіна на суперпозиційних станах. Проаналізовано вплив на роботу вентиля Фредкіна частотного шуму та декогерентизації, зумовленої уширенням енергетичних рівнів системи КвБ за рахунок взаємодії з оточенням.

Ключові слова: спин, ядерний магнітний резонанс, квантовий біт, зворотний логічний вентиль Фредкіна, чіткість, декогерентизація.

Аннотация. Рассмотрена работа квантового логического вентиля Фредкина на ядерном магнитном резонансе в случае 4-х квантовых битов (КвБ), представленных ядерными спинами. Найдены оптимальные законы изменения обменного взаимодействия с расстоянием, необходимые для четкой работы вентиля Фредкина на суперпозиционных состояниях. Проанализировано влияние на работу вентиля Фредкина частотного шума и декогерентизации, обусловленной уширением энергетических уровней системы КвБ за счет взаимодействия с окружением.

Ключевые слова: спин, ядерный магнитный резонанс, квантовый бит, обратимый логический вентиль Фредкина, четкость, частотный шум, декогерентизация.

Abstract. There is considered the functioning of quantum logical Fredkin gate on nuclear magnetic resonance for case of 4 quantum bytes (QB) represented by nuclear spins. Optimal laws of nuclear spins coupling interaction distance variation which are necessary for accurate Fredkin gate functioning with superpositional states of QBs-system are ascertained. The influence of frequency noise and decoherentization due to broadening of energy levels caused by interaction with environment on Fredkin gate functioning are investigated.

Keywords: spin, nuclear magnetic resonance, quantum byte, reversible logical Fredkin gate, fidelity, frequency noise, decoherentization.

Вступ

Квантова інформатика є однією з найдинамічніших галузей сучасних знань [1,2]. Практична ж реалізація квантових обчислень гальмується проблемою пошуку оптимальних фізичних об'єктів, на яких можна було б реалізувати квантові логічні вентиля – ядро квантового процесора. Найбільш вивченими і практично реалізованими на сьогодні є квантові вентиля на основі ядерного магнітного резонансу (ЯМР) в твердих тілах, що виготовляються з використанням добре розроблених напівпровідникових нанотехнологій. Розсіяння тепла є важливим чинником при їх конструюванні, оскільки йдеться про зміну стану атомної системи. Звичайні логічні кола розсіюють тепло $\sim kT \ln 2$ Дж на кожен біт втраченої інформації, де k - стала Больцмана і T – абсолютна температура. Втрата інформації має місце у випадку, коли вихідна функція такого незворотного кола не бієктивна, тобто вхідний вектор не може бути відновлений за вихідним. Зворотні логічні кола теоретично розсіюють нульову енергію, оскільки вхідні стани однозначно визначаються вихідними станами. Зворотна логіка [2] використовується не лише в квантовому комп'ютингу, але й у низькопотужній (КМОН) схемотехніці, нанотехнології, оптичній обробці інформації та біоінформатиці. В даній роботі досліджується робота зворотного вентиля Фредкіна, який порівняно з іншими зворотними елементами зберігає парність і є універсальним. Різні аспекти роботи вентиля Фредкіна на 3-х КвБ розглянуто нами в статті [3]. В ній, зокрема, показано, що вентиль Фредкіна на 3-х КвБ чітко працює на суперпозиційних станах, якщо обмінна взаємодія між 1-м і 3-м спінами складає не менше 0.02 від обмінної взаємодії найближчих КвБ. Цей результат збігається з одержаним для вентиля Тоффолі [4], що не дивно, оскільки дію вентиля Фредкіна при різному вмісті обмінюваних КвБ можна розглядати, як послідовну дію двох вентилів Тоффолі. Однак при більшій кількості розрядів (КвБ) виникає питання про оптимальний закон взаємодії між ядерними спінами, що репрезентують КвБ, а, отже, і про вибір матеріалів, в яких цей закон реалізується. Окрім того, залишається актуальним питання про точність керування системою за допомогою радіочастотного магнітного поля (РЧМП), тобто питання про вплив частотного шуму і декогерентизації на роботу вентиля Фредкіна як універсального логічного елемента.

Нагадаємо, що вентиль Фредкіна – це вентиль, котрий обмінює вміст 2-х КвБ у випадку, коли 3-й КвБ (контролюючий) перебуває в стані логічної 1. В системі з 4-х КвБ розглянемо лише випадки обміну вмісту найстаршого КвБ з будь-яким із трьох інших, у випадках, коли принаймні один з 2-х КвБ, які не беруть участь в операції обміну, і, отже, можуть розглядатись як контролюючі, перебуває в стані логічної 1. А це такі переходи: 0011→1010 (3→10), 0011→1001 (3→9), 0101→1100 (5→12), 0101→1001 (5→9), 0110→1100 (6→12), 0110→1010 (6→10), 0111→1110 (7→14), 0111→1101 (7→13), 0111→1011 (7→11).

Спектр і динаміка системи

Сформульована задача розв'язується в рамках квантовомеханічної моделі Ізінга[1] для системи взаємодіючих між собою чотирьох спінів $\frac{1}{2}$, котрі перебувають під дією сильного статичного магнітного

поля (СМП) і керуючого слабкого поперечного РЧМП з круговою поляризацією. Гамільтоніан системи, тобто оператор повної енергії, має вигляд [4]:

$$\hat{H} = \hat{H}_0 + \hat{W}, \tag{1}$$

де:

$$\hat{H}_0 = -\hbar \left\{ \sum_{k=0}^3 \omega_k I_k^z + 2J [I_0^z I_1^z + I_1^z I_2^z + I_2^z I_3^z + \alpha (I_0^z I_2^z + I_1^z I_3^z) + \alpha' I_0^z I_3^z] \right\}, \tag{2}$$

$$\hat{W} = -\hbar \Omega \sum_{k=0}^3 [I_k^+ \exp(i\omega t) + I_k^- \exp(-i\omega t)]. \tag{3}$$

У формулах (1) – (3) введено такі позначення: \hbar – стала Планка, поділена на 2π , I_k^z – оператор проєкції спіну k -го ядра на напрямок СМП, $\omega_k = \gamma B(z_k)$ – частота його прецесії у СМП з індукцією $B(z_k)$, J – вимірний в одиницях частоти параметр обмінної взаємодії найближчих сусідів, α та α' – відносні внески взаємодії сусідів через одного і через два, відповідно, $\Omega = \gamma b$ – частота осциляцій Рабі, b та ω – амплітуда та частота РЧМП, відповідно, I_k^+ та I_k^- – так звані оператори «підвищення» і «пониження» k -го спіну [3]. Така модель має 16 станів, які можуть бути занумеровані десятковими числами $n = 0, 1, \dots, 15$, кожному з яких поставимо у відповідність його двійкове зображення $(i_3 i_2 i_1 i_0)$, де вміст кожного розряду дорівнює 0 або 1, що відповідає орієнтації спіну за або проти напрямку СМП. Аналогічно до випадку 3-х КвБ [3,4] енергії, які відповідають базисним станам системи з 4-х КвБ, дорівнюють:

$$E_n \equiv E_{i_3 i_2 i_1 i_0} = -0.5\hbar \left\{ \sum_{k=0}^3 (-1)^{i_k} \omega_k + J [(-1)^{i_0+i_1} + (-1)^{i_1+i_2} + (-1)^{i_2+i_3} + \alpha ((-1)^{i_0+i_2} + (-1)^{i_1+i_3}) + \alpha' (-1)^{i_0+i_3}] \right\} \tag{4}$$

Енергетичну діаграму системи з можливими переходами під дією РЧМП та схеми розглянутих алгоритмів зображено на рис. 1а, а розглянуті алгоритми – на рис. 1б.

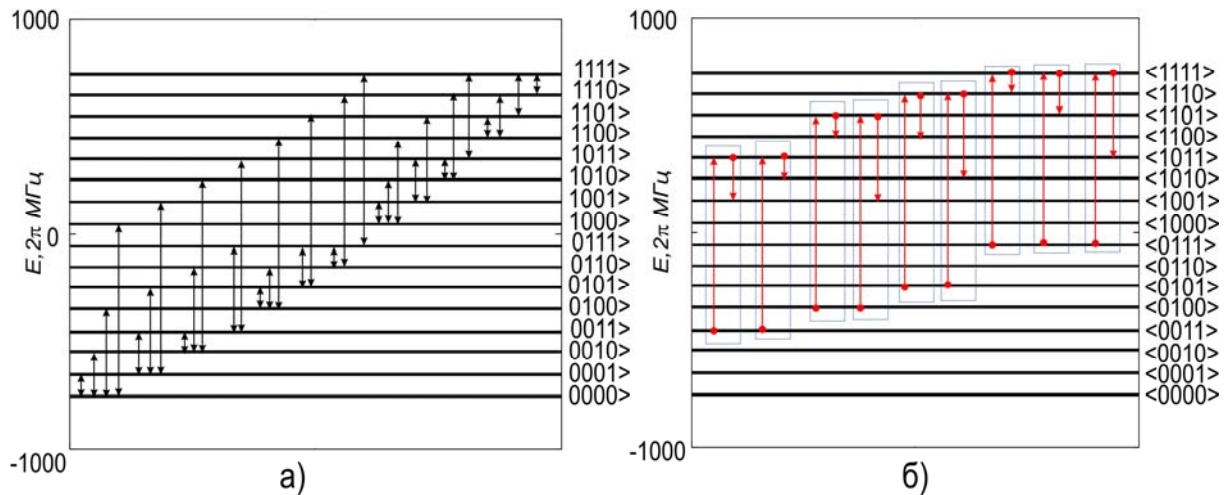


Рисунок 1 – Енергетична діаграма системи з можливими переходами при, $\omega_0 = 100$, $\omega_1 = 200$, $\omega_0 = 400$, $J = 5$ (в одиницях 2π МГц), $\alpha = \alpha' = 0,02$ (а) і схеми розглянутих алгоритмів (б)

Динаміка системи описується нестационарним (залежним від часу t) рівнянням Шредінгера (НРШ), яке має вигляд:

$$i\hbar \frac{\partial \Psi}{\partial t} = \hat{H} \Psi. \quad (5)$$

Враховуючи повноту системи функцій базисних станів, $|m\rangle \equiv |i_3 i_2 i_1 i_0\rangle$ розв'язок (5) подамо у вигляді:

$$\Psi = \sum_{m=0}^{15} C_m |m\rangle. \quad (6)$$

Тоді отримаємо таку систему 16-ти рівнянь відносно коефіцієнтів C_m :

$$i\hbar \dot{C}_n = E_n C_n + \sum_{m=0}^{15} W_{mn} C_m, \quad n = 0, 1, \dots, 15. \quad (7)$$

Матриця W_{mn} має такий вигляд:

$$W_{mn} = -\frac{\hbar\Omega}{2} [\exp(i\omega t) (\delta_{m,n-1} + \delta_{m,n-2} + \delta_{m,n-4} + \delta_{m,n-8}) + \text{e.c.}], \quad (8)$$

де скорочення «e.c.» означає операцію ермітового спряження.

У формулі (5) аргументи δ -символів Кронекера мають бути додатними, причому член з $\exp(i\omega t)$ відповідає інверсії будь-якого одного з розрядів з 0 в 1, а ермітово-спряжений член – навпаки. Така структура даної матриці пояснюється тим, що під дією РЧМП можливі лише переходи з інверсією будь-якого одного з розрядів (КвБ), причому переходи з нижчих рівнів на вищі – це переходи з поглинанням енергії РЧМП, а обернені переходи – це переходи з її випромінюванням. Система рівнянь (7) чисельно розв'язується при заданому початковому стані повністю аналогічно, як це робилось у статті [3], де показується, що вентиль Фредкіна між чіткими «цифровими» станами при настроюванні частоти РЧМП у резонанс відповідно до схеми на рис.1б спрацьовує за два π -імпульси тривалістю π/Ω .

Визначення оптимального закону взаємодії між КвБ

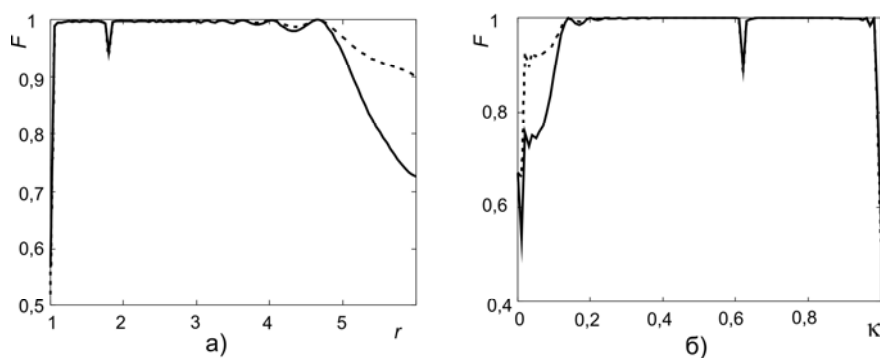
Зовсім інша ситуація має місце у випадку суперпозиційних станів, використання котрих вкрай необхідне для реалізації переваг квантового паралелізму [6,7]. Як і у випадку 3-х КвБ [3,5] можна показати, що вентиль Фредкіна спрацьовує чітко за два π -імпульси, якщо тільки $\alpha = \alpha' \geq 0.02$ (при параметрах системи, зазначених на рис.1). Однак враховуючи екранування обмінної взаємодії, рівність α і α' неможлива. Тому виникає питання про оптимальний закон взаємодії між КвБ і про вибір матеріалів, при використанні яких для фізичної реалізації квантового регістру (КР) цей закон забезпечується. У даній роботі ми розглянули три варіанти закону взаємодії: степеневий, при якому $\alpha = 2^{-r}, \alpha' = 3^{-r}$ (r – безрозмірний показник зміни обмінної взаємодії з відстанню), експоненціальний, при якому $\alpha = \exp(-\mu), \alpha' = \exp(-2\mu)$, причому $\mu = d/r_0$, де d – відстань між найближчими КвБ, r_0 – радіус екранування обмінної взаємодії, і комбінований, при якому $\alpha = 2^{5/2} \exp(-2\chi), \alpha' = 3^{5/2} \exp(-4\chi)$, де $\chi = d/a_B$, a_B – перший Борівський радіус у напівпровіднику [8,9]. Оскільки $\alpha' < \alpha < 1$, то мінімальне значення χ , при якому комбінований закон справедливий, дорівнює 0.867. Таке значення χ отримується з вимоги рівності α одиниці, що відповідає, по суті, відсутності екранування взаємодії на мінімальній відстані між КвБ.

Можна показати [3,5], що у випадках степеневого та експоненціального законів при належному виборі параметрів r або μ ми маємо достатньо чітко визначений вентиль Фредкіна для більшості алгоритмів, зображених на рис.1б. Це ілюструється таблицею 1, де r_{\max} і μ_{\max} – відповідно найбільші показники степеня та експоненти, при яких досягається максимальна чіткість, $F_{1\max}$ та $F_{2\max}$ для рівномірної та нерівномірної суперпозиції початкових станів. (Під чіткістю розуміють модуль скалярного добутку комплексних векторів очікуваного і реального станів системи [4]; якщо вони співпадають, чіткість дорівнює 1, в іншому випадку вона менша за 1). У випадку рівномірної суперпозиції всі стани заповнені з однаковою імовірністю рівною 1/16. В якості нерівномірної суперпозиції вибрано таку, при якій для кожного алгоритму вигляду $A \rightarrow B \rightarrow C$ стани B і C вільні, а решта, включаючи A – заповнені з однаковою імовірністю рівною 1/14.

Таблиця 1 – Залежність чіткості F спрацювання вентиля Фредкіна на 4-х КвБ від законів зміни обмінної взаємодії

Алгоритм	Степеневий закон			Експоненціальний закон		
	r_{\max}	$F_{1\max}$	$F_{2\max}$	μ_{\max}	$F_{1\max}$	$F_{2\max}$
3-11-10	3.60	0.998809	0.999136	1.966	0.999877	0.999924
3-11-9	3.55	0.886824	0.870311	1.897	0.884489	0.868859
5-13-12	3.60	0.998800	0.999124	1.897	0.999874	0.999922
5-13-9	3.50	0.886694	0.872868	1.897	0.881176	0.866486
6-14-12	3.55	0.887451	0.871004	1.966	0.886527	0.871232
6-14-10	3.60	0.999285	0.999190	1.966	0.999941	0.999932
7-15-14	3.60	0.999141	0.999487	1.966	0.999885	0.999927
7-15-13	3.60	0.999407	0.999486	1.966	0.999942	0.999938
7-15-11	3.60	0.999598	0.999546	1.966	0.999945	0.999939

Типову залежність чіткості від показника r при степеневому законі та від параметру $\kappa = \exp(-\mu)$ при експоненціальному законі зображено на рис.2. Ідеально чіткому спрацюванню вентиля Фредкіна відповідає $F=1$. При цьому суцільна лінія на кожному з графіків відповідає рівномірній суперпозиції, а пунктирна – нерівномірній.

Рисунок 2 – Типова залежність чіткості F спрацювання вентиля Фредкіна від показника r при степеневому законі зміни обмінної взаємодії з відстанню (а) і від параметра $\kappa = \exp(-\mu)$ при експоненціальному законі (б)

Таким чином, ми бачимо, що задовільну чіткість роботи елемента Фредкіна при степеневому законі зміни обмінної взаємодії з відстанню можна забезпечити лише при $r \leq 3.6$, в той час, як зазвичай вважається, що для обмінної взаємодії між спінами у диполь-дипольному наближенні $r=6$ [7]. Тому навіть при 3-х КвБ для комп'ютера на ЯМР виникає необхідність проміжної корекції похибок, оскільки $2^{-6} < 0.02$. У випадку експоненціального характеру взаємодії ситуація краща, оскільки, для матеріалів, де цей закон реалізується, $\mu \ll 1$, оскільки за самим змістом сталої екранування як макроскопічного параметру повинно бути $r_0 \gg d$, тоді обмінна взаємодія може спадати досить повільно. З рис.2б видно, що ми можемо мати $F \approx 1$ не лише при $\mu = 1.897 \div 1.966$, тобто при $r_0 = 0.509 \div 0.527d$, як це зазначено в табл.1, але й при $\mu = 0.223$, тобто при $r_0 = 4.48d$. Однак навіть у цьому випадку для деяких алгоритмів необхідні процедури корекції.

Типовий графік залежності чіткості спрацювання вентиля Фредкіна від χ при комбінованому законі обмінної взаємодії для алгоритмів, для яких з вибраною точністю обчислень досягається чіткість, рівна 1, зображено на рис.3а, а для інших – на рис.3б.

Аналіз, виконаний для розглянутих алгоритмів з врахуванням області справедливості комбінованого закону ($\chi \geq 0.867$), показує, що для алгоритмів максимальної чіткості $\chi = 1.675$ – найбільше значення при якому чіткість спрацювання дорівнює 1 для обох суперпозицій. Отже, для іонів фосфору в кремнії при $a_B = 3$ нм $d = 5.03$ нм. Для решти алгоритмів при цьому ж значенні χ вона дорівнює 0.882 при рівномірній і 0.867 при нерівномірній суперпозиції.

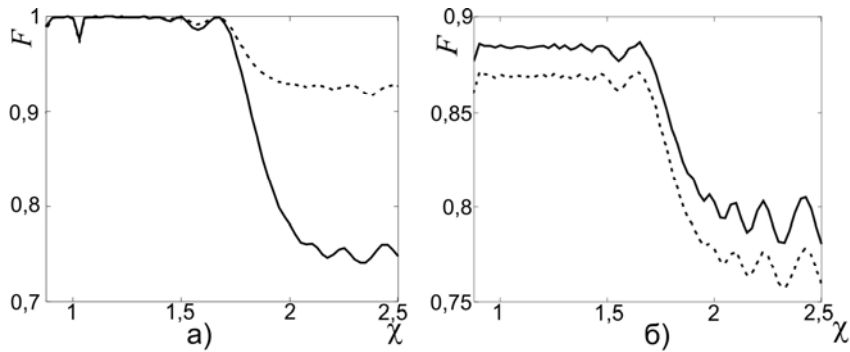


Рисунок 3 – Типові залежності чіткості спрацювання вентиля Фредкіна від параметру χ при комбінованому законі обмінної взаємодії для рівномірної (суцільна крива) і нерівномірної (пунктирна крива) суперпозицій: а) – для алгоритмів 3-11-10, 5-13-12, 6-14-10, 7-15-11, 7-15-13, 7-15-14 б) – для алгоритмів 3-11-9, 5-13-9, 6-14-12)

Вплив частотного шуму на роботу елемента Фредкіна

Аналіз впливу частотного шуму на роботу елемента Фредкіна на 4-х КвБ виконувався для трьох видів шуму[3]: 1) неточності настроювання частоти генератора РЧМП, коли $\omega = |\omega_{LM}|(1 + \eta_1)$, де ω_{LM} – резонансна частота переходу між рівнями L і M , η_1 – відносна похибка настроювання; 2) неконтрольованого зсуву енергетичних рівнів системи під дією взаємодії з оточенням, коли енергії рівнів $E'_k = E_k + \eta_2(E_k - E_{k-1})$, причому ми вважали, що рівень з $k = 0$ не зсувається; 3) скінченої ширини смуги керуючого сигналу, коли $\omega = |\omega_{LM}|Ga(1, \eta_3)$, де $Ga(1, \eta_3)$ – функція генерування нормально розподілених випадкових чисел з центром 1 і стандартним відхиленням (СтВ) η_3 . Типові графіки, що ілюструють вплив параметрів η_1, η_2 на ймовірність правильного спрацювання вентиля Фредкіна за 2π - імпульси наведено на рис. 4 а,б.

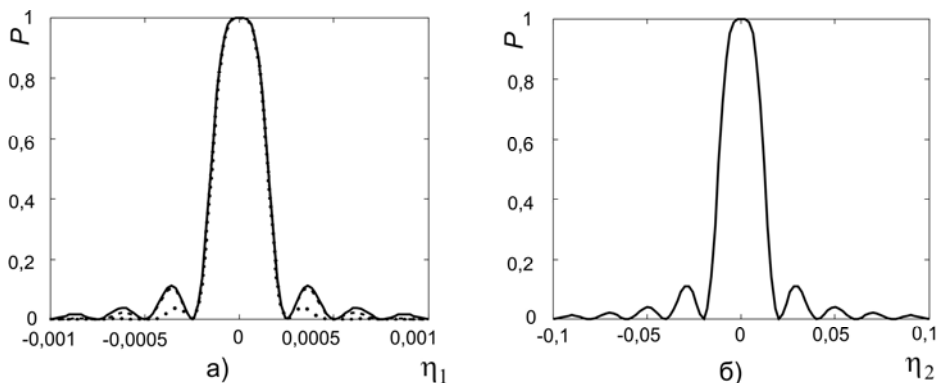


Рисунок 4 – а) – залежність ймовірності отримання правильної відповіді від η_1 для алгоритмів максимальної чіткості 7→15→14 (суцільна крива), 7→15→13 (пунктирна крива), та 7→15→11 (точкова крива) при $\Omega = 0.1$ (в одиницях 2π МГц), б) – типова залежність ймовірності правильної відповіді від η_2 для алгоритмів, для яких не досягається максимальна чіткість.

З рисунка 4а видно, що для алгоритмів з максимальною чіткістю ймовірність правильної відповіді спадає до 0.5 при $\eta_1 \approx \pm 1.25 \cdot 10^{-4}$. Побічні максимуми для них відповідно досягаються при значеннях η_1 , рівних $\pm 3.6 \cdot 10^{-4}$ для алгоритмів 7→15→14 і 7→15→13 та $\pm 3.4 \cdot 10^{-4}$ для алгоритму 7→15→11. Значення ймовірностей правильної відповіді в побічних максимумах для розглянутих алгоритмів дорівнюють, відповідно, 0.111361, 0.103133 та 0.039. Що ж стосується залежності ймовірності правильної відповіді від η_2 (рис.4б), то для більшості розглянутих алгоритмів вимоги до допустимого зсуву енергетичних рівнів майже ті самі, що у випадку 3-х КвБ, а саме, ймовірність правильної відповіді спадає до 0.5 при $\eta_2 = \pm(0.012 \div 0.013)$, а побічні максимуми дорівнюють $0.108 \div 0.111$ при $\eta_2 = \pm(0.028 \div 0.032)$. Однак істотна відмінність від випадку 3-х КвБ полягає в тому, що у випадку 4-х КвБ існують «особливі» алгоритми, для котрих в розглянутому діапазоні η_2 ймовірність правильної відповіді дорівнює одиниці або

дуже мало відрізняється від неї. Це алгоритми 6→14→12, 5→13→9, 7→15→14, 7→15→11. Втім, судити про обмеження на зсув енергетичних рівнів слід не за цими «особливими», а за «звичайними» алгоритмами.

Залежність середньої ймовірності правильної відповіді P та її стандартного відхилення (СтВ) S , обчислених за ансамблем з 20 реалізацій від відносної ширини смуги керуючого сигналу для алгоритму 7→15→14 приведено на рис. 5.

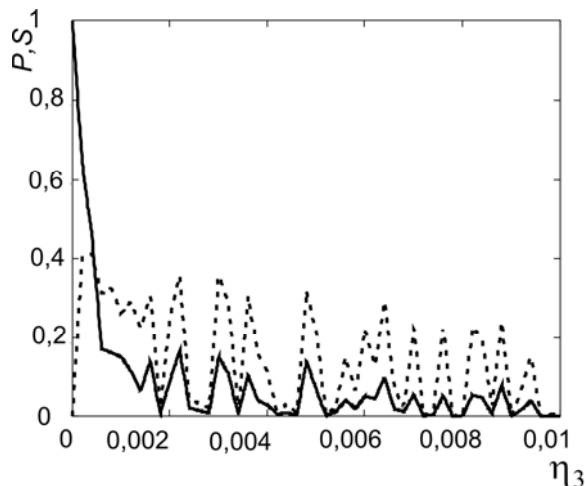


Рисунок 5 – Залежність середньої ймовірності правильної відповіді P та її СтВ S від відносної ширини смуги керуючого сигналу η_3 для алгоритму 7→15→14.

Критична відносна ширина смуги керуючого сигналу, при якій $P = S$ дорівнює $4.41 \cdot 10^{-4}$. Це приблизно у 1.25-2.5 рази менше, ніж у випадку 3-х КвБ[3]. Таблиця 2 ілюструє схожість і відмінність у впливі частотного шуму на роботу елемента Фредкіна на 3-х і 4-х КвБ.

Таблиця 2 – Порівняння впливу частотного шуму на роботу вентиля Фредкіна в системі з 3-х та 4-х КвБ

Чис-ло КвБ	$\eta_1(0.5)$	η_{1s}	$P(\eta_{1s})$	$\eta_2(0.5)$	η_{2s}	$P(\eta_{2s})$	η_{3c}
3	$\geq 3 \cdot 10^{-4}$	$\pm 6.6 \cdot 10^{-4}$	0.043	0.012	± 0.028	0.111	$(5 \div 16) \cdot 10^{-4}$
4	$1,25 \cdot 10^{-4}$	$\pm 3.6 \cdot 10^{-4}$	0,111	$0.012 \div 0.013$	$\pm \begin{pmatrix} 0.028 \div \\ 0.032 \end{pmatrix}$	$0.108 \div 0.111$	$(4.146 \div 4.496) \cdot 10^{-4}$

Примітка: $\eta_1(0.5)$ та $\eta_2(0.5)$ – напівширини головних максимумів для першого і другого типів шумів відповідно; η_{1s} та η_{2s} – положення перших побічних максимумів для першого і другого типів шумів, відповідно; $P(\eta_{1s})$ та $P(\eta_{2s})$ – ймовірності правильного спрацювання вентиля Фредкіна в побічних максимумах, η_{3c} – критична напівширина смуги керуючого сигналу, при якій СтВ ймовірності правильної відповіді зрівнюється з самою середньою ймовірністю.

З табл.2 видно, що для вибраних параметрів системи при зростанні кількості КвБ вимоги до точності настроювання частоти керуючого сигналу і до відносної ширини його смуги істотно зростають, а вимоги до зсуву енергетичних рівнів практично не змінюються, тому що при зміні параметру η_2 система енергетичних рівнів залишається подібною самій собі. Характеристики «шумостійкості» 4-кубітового вентиля Фредкіна у випадку комбінованого закону подано в табл.3.

Таблиця 3 – Характеристики «шумостійкості» вентиля Фредкіна на 4-х КвБ при комбінованому законі обмінної взаємодії

$\eta_1(0.5)$	η_{1s}	$P(\eta_{1s})$	$\eta_2(0.5)$	η_{2s}	$P(\eta_{2s})$	η_{3c}
$(1.487 \div 1.519) \cdot 10^{-4}$	$\pm (3.2 \div 3.6) \cdot 10^{-4}$	$0.036 \div 0.111$	$0.012 \div 0.065$	$0.028 \div 0.040$	$0.105 \div 0.112$	$(4.147 \div 4.497) \cdot 10^{-4}$

З таблиці 3 випливає, що характеристики «шумостійкості» вентиля Фредкіна при комбінованому законі обмінної взаємодії мало відрізняються від характеристик для гіпотетичного випадку $\alpha = \alpha' = 0.02$ за винятком параметру $\eta_2(0.5)$, котрий для алгоритму $7 \rightarrow 15 \rightarrow 14$ є більшим за 0.1, а для алгоритмів $6 \rightarrow 14 \rightarrow 12$, $5 \rightarrow 13 \rightarrow 9$, $7 \rightarrow 15 \rightarrow 11$ є більшим за 0.06. При цьому для згаданих алгоритмів у випадку комбінованого закону ймовірність правильного спрацювання вентиля Фредкіна при зростанні відносного зсуву енергетичних рівнів η_2 знижується істотно швидше, ніж у гіпотетичному випадку $\alpha = \alpha' = 0.02$. Однак, оскільки про загальну «шумостійкість» було б правильним судити за мінімальним значенням η_2 , то при оптимальному значенні χ для комбінованого потенціалу при вибраних параметрах системи вона така ж, як і у гіпотетичному випадку $\alpha = \alpha' = 0.02$.

Вплив декогерентизації на роботу квантового вентиля Фредкіна

Розглянемо тепер вплив на роботу вентиля Фредкіна явища декогерентизації. Воно полягає в тому, що дисипативна взаємодія КвБ із зовнішнім середовищем призводить до втрати енергії. Внаслідок цього, знаходячись в якому-небудь зі збуджених станів, система намагається повернутись до стану з найменшою енергією, який відповідає логічним нулям в усіх розрядах КР. Таким чином, внаслідок декогерентизації втрати інформації можуть виникнути вже на етапі запису вхідних даних у КР. Декогерентизацію будемо описувати уширенням енергетичних рівнів Γ_k з допомогою співвідношень:

$$\Gamma_0 = 0, \quad \Gamma_k = -i\eta_4(E_k - E_{k-1}), \quad k = 1 \dots 15. \quad (9)$$

Уявна одиниця з від'ємним знаком характеризує той факт, що при наявності дисипативної взаємодії з середовищем розглядувана система КвБ може перебувати у будь-якому зі збуджених станів скінченний проміжок часу, а не безмежно великий час, як у попередніх випадках. Типову залежність ймовірності правильного спрацювання вентиля Фредкіна від параметра η_4 зображено на рис.6.

Ймовірність правильної відповіді при $\alpha = \alpha' = 0.02$ знижується до 0.5 при $\eta_4 \approx (5 \div 6) \cdot 10^{-5}$. У випадку комбінованого потенціалу зниження ймовірності правильної відповіді до 0.5 відбувається при $\eta_4 \approx (5.2 \div 5.8) \cdot 10^{-5}$, тобто при переході до комбінованого потенціалу стійкість вентиля Фредкіна до декогерентизації змінюється мало.

Розглянемо, що означає отриманий результат для нашої системи, енергетична діаграма котрої зображена на рис.1, у випадку, коли ми маємо оптимальний степеневий закон взаємодії між КвБ. Тоді мінімальна відстань між рівнями системи складає $\Delta \nu = 94.492 \text{ МГц}$. Якщо уширення, наприклад, теплове, тобто порядку kT , то його критичному ступеню відповідає температура $T = 5 \cdot 10^{-5} h \Delta \nu / k = 2.27 \cdot 10^{-7} \text{ К}$. Навіть якщо користуватись не класичним, а квантовомеханічним виразом для енергії на одну коливну ступінь вільності при низьких температурах, виходячи, наприклад з формули Дебая [10], то ми отримаємо, що $T = \pi^{-1} \sqrt[4]{25 \cdot 10^{-5} h \Delta \nu T_D^3 / 3k} = 1.01 \text{ К}$, де температура Дебая $T_D = 645 \text{ К}$ (для кремнієвої матриці згідно [10]). Звідси видно, що квантовий процесор на ЯМР може працювати лише при дуже низьких температурах.

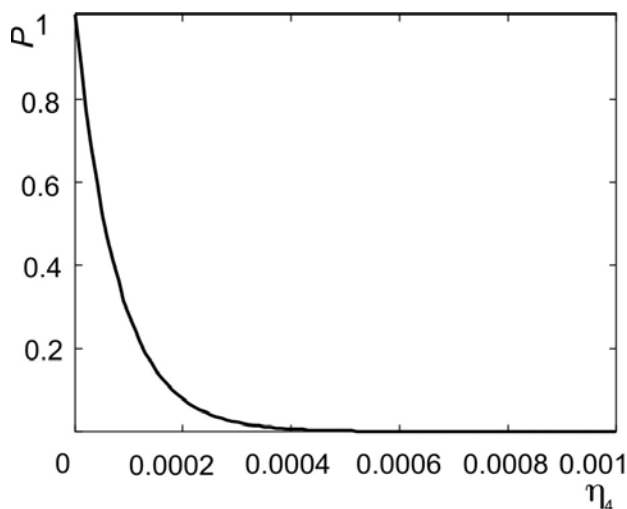


Рисунок 6 – Типова залежність ймовірності правильної відповіді для розглянутих алгоритмів від відносного уширення енергетичних рівнів η_4 .

Висновки

Таким чином, в статті встановлено оптимальні закони зміни обмінної взаємодії з відстанню, сприятливі для реалізації квантового комп'ютера на ЯМР. Це степеневий закон $J(r) \propto r^{-3.6}$ і експоненціальний закон $J(r) \propto \exp(-r/r_0)$, де радіус екранування $r_0 \geq 1.966d$, d – мінімальна віддаль між КвБ і комбінований $J(r) \propto r^{5/2} \exp(-2r/a_B)$, де $d = 1.675a_B$, a_B – Борівський радіус у напівпровіднику. Окрім того, показано, що збільшення кількості КвБ підвищує чутливість ймовірності правильного спрацювання вентиля Фредкіна до точності настроювання частоти РЧМП і до відносної ширини смуги керуючого сигналу. Чутливість до відносного зсуву і уширення енергетичних рівнів зі збільшенням кількості КвБ практично не змінюється. Аналіз впливу декогерентизації на роботу КК показує, що він може працювати лише при дуже низьких температурах. При цьому для складних алгоритмів, особливо в КР високої розрядності необхідно розробляти і реалізовувати процедури проміжної корекції результатів.

Список використаної літератури

1. McMahon D. Quantum computing explained./ D. McMahon. – Wiley-Interscience, 2008. – 332p.
2. De Vos A. Reversible Computing: Fundamentals, Quantum Computing, and Applications./ A. De Vos. – Wiley-VCH, 2010. – 252p.
3. Горський Г.П., Дейбук В.Г. Вплив частотного шуму на роботу квантового вентиля Фредкіна // Ком'ютинг. – 2010. – Т.9, N2. – С.118-126.
4. Lopez G.V., Lara L. Numerical simulation of controlled-controlled-not (CCN) quantum gate in a chain of three interacting spins system // J. Phys. B.: At. Opt. Mol. Phys. – 2006. – V.39, N9. – P.3897-3904.
5. Горський Г.П., Дейбук В.Г. Імітаційне моделювання роботи квантового вентиля Фредкіна в рамках спінової моделі Ізінга // Науковий вісник Чернівецького університету – 2009. – Вип.479. Комп'ютерні системи і компоненти. – С.16-20.
6. Бауместер Д. Физика квантовой информации / Д. Бауместер, А. Эккерт, А. Цайлигер – М.: Постмаркет, 2002. – 376с.
7. Валиев К.А. Квантовые компьютеры и квантовые вычисления // Успехи физических наук. – 2005. – Т.175, N1. – С.35-39.
8. Kane V.E. A silicon based nuclear spin quantum computer // Nature. – 1998. – V.393. – P.133-137.
9. Herring C. Asymptotic exchange coupling of two hydrogen atoms // Phys. Rev. A. – 1964. – V.134. – P.362-366.
10. Киттель Ч. Введение в физику твердого тела. / Киттель Ч. – М: Наука, 1978. – 792с.

Відомості про авторів

Дейбук Віталій Григорович – д.ф.-м.н., професор кафедри комп'ютерних систем і мереж, Чернівецький національний університет ім. Юрія Федьковича, вул. Коцюбинського 2, 58012, Чернівці, Україна, v.deibuk@chnu.edu.ua.

Горський Геннадій Петрович – магістр, здобувач кафедри комп'ютерних систем і мереж, Чернівецький національний університет ім. Юрія Федьковича, вул. Коцюбинського 2, 58012, Чернівці, Україна, gena_grim@mail.ru.

УДК 004.8

Н.Р. КОНДРАТЕНКО, О.А. ТКАЧУК

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

ВИКОРИСТАННЯ ГЕНЕТИЧНОГО АЛГОРИТМУ ДЛЯ НАСТРОЮВАННЯ ІНТЕРВАЛЬНОЇ НЕЧІТКОЇ МОДЕЛІ ТИПУ-2 В ЗАДАЧАХ ІДЕНТИФІКАЦІЇ НЕРІВНОВАЖНИХ ОБ'ЄКТІВ

Анотація. Запропоновано генетичний алгоритм для настроювання інтервальної нечіткої моделі типу-2 в задачі ідентифікації станів нерівноважних об'єктів з багатьма входами та виходами. Подано опис структури генетичного алгоритму, що має хромосоми з неоднорідною структурою, та реалізація операцій мутації та схрещування.

Ключові слова: генетичний алгоритм, інтервальна нечітка модель типу-2, нерівноважний об'єкт з багатьма входами та виходами, нечіткі логічні системи.

Аннотация. Предложен генетический алгоритм для настройки интервальной нечеткой модели типа-2 в задаче идентификации состояний неравновесных объектов со многими входами и выходами. Дано описание структуры генетического алгоритма, имеющего хромосомы с неоднородной структурой, а также реализация операций мутации и скрещивания.

Ключевые слова: генетический алгоритм, интервальная нечеткая модель типа-2, неравновесный объект с многими входами и выходами, нечеткие логические системы.

Abstract. We propose a genetic algorithm to adjust the interval fuzzy model of type-2 in the identification problem of nonequilibrium states of objects with multiple inputs and outputs. We describe the structure of the genetic algorithm, which has chromosomes with heterogeneous structure, as well as sales operations mutation and crossover.

Keywords: genetic algorithm, interval fuzzy model of type 2, non-equilibrium object with multiple inputs and outputs, the fuzzy logic systems.

Вступ

Ефективний контроль та діагностування станів складних технологічних об'єктів є актуальною задачею в сучасному суспільстві, оскільки значний ріст складності обладнання та експлуатація технологічних об'єктів в умовах напружених режимах функціонування висувають нові вимоги до методів контролю та діагностування. Автоматизовані системи діагностування та контролю повинні забезпечувати підвищення ефективності функціонування технологічних об'єктів, що перебувають в нештатних режимах за рахунок оперативного розпізнавання їх станів на основі аналізу певного набору параметрів [1]. Оскільки клас об'єктів, що розглядається, характеризується множиною параметрів, значення яких можуть відхилятися за випадковим законом, то найбільш ефективними методами їх аналізу є методи, які враховують невизначеності. Відомо, що до таких методів відносять методи, які мають ймовірнісний характер або методи, що базуються на теорії нечітких множин. Саме для нерівноважних об'єктів, які працюють в нештатних режимах [1], стає неможливим зібрати необхідний об'єм даних для успішної реалізації методів першого класу. Тому для дослідження таких об'єктів перевагою володіють методи, які враховують невизначеності на основі апарату нечітких множин [2,3]. Такі методи дають можливість використати суб'єктивні оцінки експертів та побудувати нечіткі логічні системи (НЛС), що надають додаткову інформацію для діагностування [4]. Але, як відмічають багато фахівців з даної галузі, достатньо складною проблемою для вирішення задач ідентифікації станів складних об'єктів, за допомогою НЛС, залишається етап розробки потужних оптимізаційних алгоритмів, що використовують на різних етапах їх проектування [4,5].

Актуальність

Використання інтервальних нечітких моделей типу-2 для ідентифікації станів складних технічних об'єктів в нештатних режимах передбачає настроювання моделі оптимізаційними алгоритмами. Тому є необхідним розробити потужний генетичний алгоритм, який дозволить розв'язати задачу настроювання параметрів функцій належності для вхідних та вихідних змінних інтервальної нечіткої моделі типу-2.

Мета

Метою досліджень є підвищення якості настроювання параметрів функцій належності, які використовуються для опису інтервальних нечітких множин типу-2 термів лінгвістичних змінних.

Постановка задачі

Поставимо задачу розробити генетичний алгоритм, який буде спроможний проводити настроювання параметрів інтервальної нечіткої моделі типу-2. Реалізація такого генетичного алгоритму передбачає побудову складної хромосоми з неоднорідною структурою, що дозволить зберігати інформацію про стани об'єкта з багатьма входами та виходами.

Математична модель та методика досліджень

Представимо математичну модель для розв'язання поставленої задачі у вигляді нечіткої моделі ідентифікації. Цю модель можна представити у вигляді структури, зображеної на рис. 1.

Модель відображає чіткі $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_p)$ та нечіткі $\tilde{\mathbf{x}}$ входи у інтервальні та чіткі виходи: $\mathbf{Y} = ([y_{1l}, y_{1r}], \dots, [y_{nl}, y_{nr}])$ і $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_n)$. Для опису нечітких термів лінгвістичних змінних будемо використовувати інтервальні нечіткі множини типу-2. Тоді математична модель представляє собою інтервальну нечітку модель типу-2, що включає базу правил (нечітку базу знань), процедуру приведення до нечіткості, процедуру нечіткого логічного виведення, процедуру пониження типу та процедуру приведення до чіткості [3].

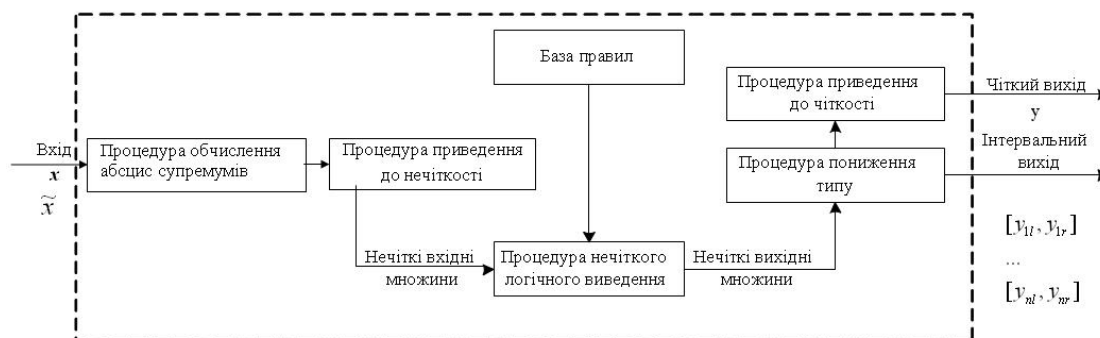


Рисунок 1 – Структура інтервальної нечіткої моделі типу-2

Для опису інтервальних нечітких множин типу-2 термів лінгвістичних змінних будемо використовувати гаусові первинні функції належності з невизначеним центром і сталим відхиленням або зі сталим центром та невизначеним відхиленням.

Гаусова первинна функція належності з невизначеним центром $m \in [m_l, m_r]$ і сталим відхиленням σ визначається такою формулою [4]:

$$\mu_A(x) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x - [m_l, m_r]}{\sigma} \right)^2} \quad (1)$$

Гаусова первинна функція належності зі сталим центром m і невизначеним відхиленням $\sigma \in [\sigma_l, \sigma_u]$ задається таким чином [5]:

$$\mu_A(x) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x - m}{[\sigma_l, \sigma_u]} \right)^2} \quad (2)$$

Для опису нечітких входів будемо використовувати гаусові функції типу:

$$\mu_{x_k}(x_k) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x_k - m_{x_k}}{\delta_{x_k}} \right)^2}$$

де $k = 1..p$, з наступною процедурою обчислення абсцис супремумів [3].

Графіки гаусових первинних функцій належності з невизначеним центром і сталим відхиленням (1) та зі сталим центром і невизначеним відхиленням (2) наведено на рис. 2 і рис. 3 відповідно.

Наведені інтервальні функції належності настроюються за допомогою генетичного алгоритму, який подано нижче. Нехай дана певна складна цільова функція, яка залежить від декількох змінних, і потрібно знайти такі значення змінних, при яких значення функції максимальне або мінімальне. Тоді розв'язок цієї задачі за допомогою генетичного алгоритму складається з таких кроків. Кожен варіант (набір значень змінних) розглядається як особина, а значення цільової функції для цього варіанту – як пристосованість даної особини. В процесі еволюції пристосованість особин буде зростати. Це означає, що будуть з'являтися більш кращі оптимальні варіанти. Зупинивши еволюцію в певний момент та вибравши кращий варіант, можна отримати достатньо прийнятний розв'язок задачі.

Таким чином, щоб розв'язати задачу в даній постановці, потрібно розробити послідовність операцій, які моделюють еволюційні процеси на основі аналогів механізмів генетичного наслідування і природного відбору.

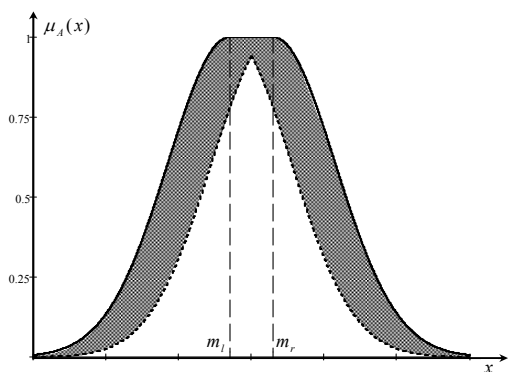


Рисунок 2 – Гаусова первинна функція належності з невизначеним центром і сталим відхиленням

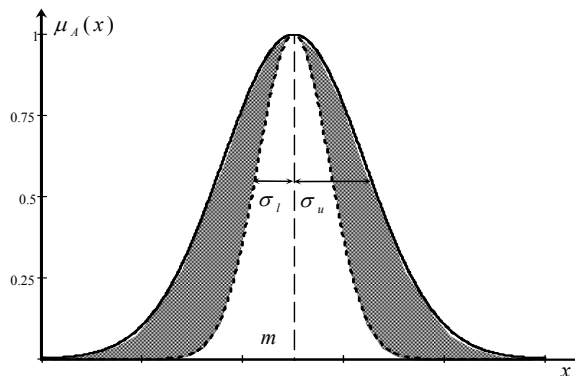


Рисунок 3 – Гаусова первинна функція належності зі сталим центром і невизначеним відхиленням

Представимо загальну схему базового генетичного алгоритму, як ітераційний процес, що складається з кількох етапів:

- 1) генерація початкової популяції;
- 2) створення нащадків:
 - a. вибір батьківської пари і здійснення схрещування;
 - b. внесення мутаційних змін у популяцію;
- 3) відбір і формування нового покоління;
- 4) якщо не виконується умова зупинки – перехід до пункту 2.

За даною схемою запропонуємо генетичний алгоритм, структурна схема якого представлена на рис. 6. Для оцінювання значень пристосованості рішень у якості цільової функції запропонуємо критерій, який дозволяє оцінювати якість моделі з багатьма виходами:

$$MRMSE_{tr} = \frac{1}{\sqrt{N_{tr}}} \sum_{k=1}^n \sqrt{\sum_{i=1}^{N_{tr}} (y_{ki} - y_{ki}^e)^2}$$

де y_{ki}^e – експериментальне значення k -го вихідного параметра i -тої навчальної пари; N_{tr} – число навчальних пар.

Задача навчання запропонованої нечіткої моделі полягає у пошуку такого рішення, при якому $MRMSE_{tr} \rightarrow \min$. Структуру хромосоми представимо двома кроками. На першому кроці покажемо вигляд хромосоми для нечіткої моделі типу-1. Структура хромосоми представлена на рис. 4.

m_1^1	...	m_1^M	m_2^1	...	m_2^M	...	m_p^1	...	m_p^M	y^{G^1}	...	y^{G^M}
σ_1^1	...	σ_1^M	σ_2^1	...	σ_2^M	...	σ_p^1	...	σ_p^M			

Рисунок 4 – Структура хромосоми нечіткої моделі типу-1

Для інтервальної нечіткої моделі типу-2 дана структура на рис. 5.

$(u_l)_1^1$		$(u_l)_1^M$	$(u_l)_2^1$		$(u_l)_2^M$		$(u_l)_p^1$		$(u_l)_p^M$
$(u_r)_1^1$...	$(u_r)_1^M$	$(u_r)_2^1$...	$(u_r)_2^M$...	$(u_r)_p^1$...	$(u_r)_p^M$
c_1^1		c_1^M	c_2^1		c_2^M		c_p^1		c_p^M
$y_{1l}^{G^1}$		$y_{1l}^{G^M}$			$y_{1l}^{G^1}$		$y_{1l}^{G^M}$		
$y_{1r}^{G^1}$...	$y_{1r}^{G^M}$...		$y_{1r}^{G^1}$...	$y_{1r}^{G^M}$		

Рисунок 5 – Структура хромосоми інтервальної нечіткої моделі типу-2

Вона модифікована за рахунок введення наступних параметрів: u позначає невизначений параметр первинних функцій належності (центр m або відхилення σ), який визначається крайньою лівою u_l та крайньою правою u_r точками: $u \in [u_l, u_r]$, а s – визначений параметр первинних функцій належності.

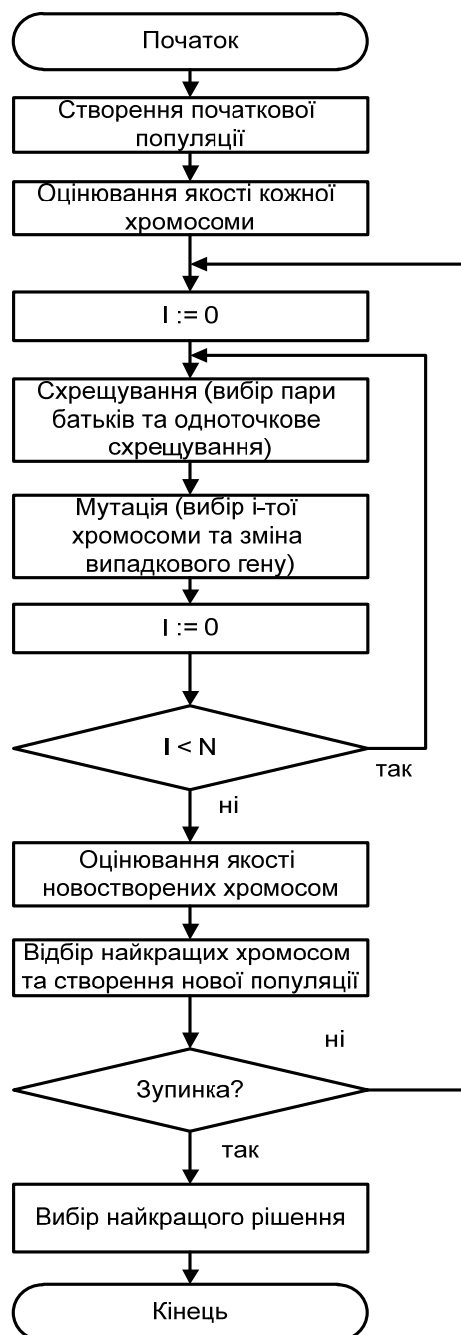


Рисунок 6 – Структурна схема генетичного алгоритму

Операція схрещування полягає у виборі випадкового числа z від 1 до p та формування хромосоми-нащадка O шляхом поєднання генів першої хромосоми-батька $P1$, що передують вибраній точці, та генів другої хромосоми-батька $P2$, що слідує за вибраною точкою.

Мутація відбувається заміною випадкового елемента хромосоми на випадкове число, що вибирається з діапазону можливих значень.

Комп'ютерний експеримент

Для проведення експерименту було створено програму, яка працює з тестовою вибіркою. В результаті роботи програми було отримано наступні результати.

Кількість ітерацій – 143736. Критерій пристосованості до початку роботи генетичного алгоритму становив 101, 4872093, після проведення експерименту – 46,0938273. Нижче представлено фрагмент з тестової вибірки, де показано зміну параметру σ в результаті роботи генетичного алгоритму.

σ до навчання ГА	σ після навчання ГА
3,8905469648	3,7506939674
4,2255974788	1,2025479419
3,7233686431	2,4346371751
2,2230133464	2,0326030962
3,4731052053	3,4731052053
3,2149203455	3,1779322136
3,2896343962	3,2291693861
4,2779859570	2,0799155357
2,8825057430	2,8519815499
4,0882303156	3,2521846952

Висновки

Запропоновано генетичний алгоритм, який використовує хромосоми складної структури, що дозволяє проводити настроювання параметрів інтервальних функцій належності.

За допомогою генетичного алгоритму відбувається налаштування параметрів інтервальної нечіткої моделі типу – 2, що дозволяє підвищити якість ідентифікації станів складних об'єктів з багатьма входами та виходами в технічних системах.

Подальші дослідження будуть пов'язані з побудовою на основі запропонованого генетичного алгоритму методів побудови нечітких логічних систем та дослідження об'єктів з багатьма входами та виходами у випадку нечітких вхідних даних.

Список використаної літератури

1. Гузик В. Ф. Статистическая диагностика неравновесных объектов / В. Ф. Гузик, В. И. Кидалов, А. П. Самойленко – Санкт-Петербург: «Судостроение», 2009. – 304 с.
2. Ротштейн А. П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткие множества, генетические алгоритмы, нейронные сети / А. П. Ротштейн. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1999. – 320 с.
3. Mendel J. M. Advances in Type-2 Fuzzy Sets and Systems/ J. M. Mendel // Information Sciences. – 2007. – Vol. 177. – P. 84–110.
4. Кондратенко Н.Р. Интервальные нечеткие модели типа – 2 в задачах идентификации объектов с багатьма входами та виходами / Н.Р. Кондратенко, О.В. Чеборака, О.А. Ткачук - // Системи обробки інформації. Збірник наукових праць – 2011 – випуск №3 – с. 48-52
5. Білан С. М. Дослідження можливостей генетичного алгоритму в задачах про комівояжера / С. М. Білан, Н. Р. Кондратенко, О. А. Ткачук – Реєстрація, зберігання і обробка даних, НАН України, №6, т. 3, ст. 33-39, – Київ 2004.

Відомості про авторів

Кондратенко Наталія Романівна - кандидат технічних наук, доцент, професор кафедри захисту інформації. Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, Роб. тел. – (0432) 59-23-80, E-mail – kondrn@yandex.ru.

Ткачук Олег Анатолійович - аспірант кафедри захисту інформації. Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, E-mail – otkachuk@gmail.com.

UDC 004.73

V.I. MESYURA, I.I. ZELINSKA

Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia

MATHEMATICAL MODEL OF CLUSTER ROUTING PROTOCOL

Анотація: Дана стаття присвячена розробці моделі кластерного протоколу маршрутизації для мобільних Ad Hoc мереж. При написанні моделі використовувались математичний апарат теорії графів, теорії множин та логіки предикатів.

Ключові слова: Ad Hoc, кластер, маршрутизація.

Аннотация: Данная статья посвящена разработке модели кластерного протокола маршрутизации для мобильных Ad Hoc сетей. При написании модели использовались математический аппарат теории графов, теории множеств и логики предикатов.

Ключевые слова: Ad Hoc, кластер, маршрутизація.

Abstract: The paper is devoted to development of mathematical model of cluster routing protocol for mobile Ad Hoc networks. In the research mathematical tools of graph theory, set theory and predicate logic were used.

Key words: Ad Hoc, cluster, routing.

Introduction

Mobile wireless network has become very popular nowadays. A wireless ad hoc network is a decentralized type of wireless network. Ad hoc (from Latin) means "for this purpose". Spread of [laptops](#) and [802.11/Wi-Fi](#) wireless networking has made mobile Ad Hoc networks (MANET) a popular research topic. A lot of academic papers evaluate protocols and their abilities, assuming varying degrees of mobility.

MANET is a dynamic self-configuring wireless network. It consists of mobile nodes, which are easily attached or disconnected to the network with minimal difficulties. Previously, such network was used in military communication or in the places of natural disasters. After the development of new modern technologies (e.g. Bluetooth, 1994) the area of use for such networks has become wider.

Relevance

Due to the increasing spread of wireless communication, requirements for routing protocols which are used in mobile AD HOC computer networks, are growing. Multilevel routing is typical for modern large networks, thus on-demand protocols are generally used, as they are effective in a small number of nodes and low network mobility. Otherwise, when the network is large, it is advisable to use a hierarchical management, which splits the network into separate zones.

Objective

The main goal is using cluster analysis for splitting network into separate zones. It is also used to decrease the time for routes formation and packets losses.

Tasks

Following tasks are formulated in the research purpose:

- 1) To find the main advantages of protocols which use similar approach in routing for mobile Ad Hoc networks.
- 2) To suggest the mathematical model of cluster routing protocol for mobile Ad Hoc networks.

Problem solution

Mobile ad hoc network routing protocols are classified into three types: reactive, proactive and hybrid. The examples of protocols which use the approach to split the network into separate zones are ZRP [1], SHARP [2], CBRP [3,4]. All of them are hybrid routing protocols.

Zone Routing Protocol is the first hybrid routing protocol that divides the network into local "neighboring" zones, which can be of any size. The zone around each node consists of k-neighboring nodes. The advantage of the proposed hybrid routing protocol for mobile networks is the possibility to use two routing schemes: proactive and reactive, which lead to the delay decrease. But large overlapping areas of routing and low latency to find new routes are the main disadvantages.

Cluster Based Routing Protocol or CBRP is a routing protocol where nodes are divided into several clusters (similar to routing zones in the ZRP protocol). Each cluster contains a cluster-head, which is responsible for the routing process. According to this method there are such states of nodes: indefinite, the cluster-head and cluster members. Indefinite status is assigned when the node does not belong to any of the clusters, usually it is the case when a new node appears in the network. The cluster-head is responsible for routing process, which has the largest number of "neighboring nodes", the other nodes are considered as members of the cluster.

The main features of the cluster routing algorithm are that each node periodically informs about itself by sending a message which contains the data about its address and cluster-head, also each member of the cluster sends to its cluster-head the information about cluster-heads nearby, which it has received from neighboring nodes. As a result, the cluster-head combines all the information about the network and writes it to the table which contains data about its members and about neighboring clusters. Members of the cluster, which are

connected with members of another cluster, are called gateway nodes. In cases when the node joins another cluster, it clears its routing table. Also, if the node changes its state from cluster-head to cluster member, it clears its routing table. Accordingly, the table of neighboring clusters is removed since it is not typical for members of the clusters.

One of the advantages of this protocol is traffic decrease by sending route requests only between cluster-heads. One of the drawbacks is that when the size of the cluster increases the delays according to the distance to the cluster-head, because the information about each node of the route is stored in the routing packet. The package size increases in proportion to the length of the path that leads to the increase of the transmission time. Also, with packet size growth increases the size of HELLO messages.

Routing protocol SHARP (Sharp Hybrid Adaptive Routing Protocol) automatically finds equilibrium value between proactive and reactive routing. Automatic creation of the proactive zones around the "hot" nodes is the special feature of this protocol. "Hot" nodes are the destinations which receive information from many sources. At the beginning all nodes use reactive routing, but after a certain period of time (which depends on traffic and network features) proactive zones are created and their size can be changed with time. Nodes, that are located within this zone, contain information about the path to the central node. Such defined zones are around every central node. The disadvantage of the proactive protocol component is losses growth when the radius of the zone increases.

Existing approaches were analyzed to detect common limitation of above described protocols (large overlapping and large zone sizes), and the fulfillment of the task would allow us to present our own approach to determine optimal routing zones, which would take into account most of the benefits and would solve disadvantages which are described above.

One of the most important parameters that affect network performance is its dimension. Therefore, it is reasonable to split the mobile network into clusters.

The task to develop a mathematical model of cluster routing protocol for mobile Ad Hoc networks arises, which would take into account most of the benefits of existing routing protocols described above.

The new approach to define centers of areas for cluster routing protocol will be described in this model, which may allow us to make a simulation and to compare results with existing routing protocols for mobile Ad Hoc networks.

Mathematical model of protocol

The mobile network topology is represented as oriented graph $G(N, L)$ (see picture 1).

The set $N = \{n_1, n_2, n_3, \dots, n_m\}$ of vertices gives the set of m mobile nodes, and $L = \{l_1, l_2, l_3, \dots, l_k\}$ is the set of edges of the graph for k communication channels. Then we should note that to each pair of vertices n_1 and n_2 , which has a connection ($n_1, n_2 \in N$) corresponds the pair of edges $l = (n_1, n_2)$ and $l = (n_2, n_1)$, where $l \in L$.

Network topology graph with its dimension $m \times m$ is shown below like a matrix:

$$D_G = \begin{bmatrix} d_{1,1} & d_{1,2} & \dots & d_{1,a-1} & d_{1,a} \\ d_{2,1} & d_{2,2} & \dots & d_{2,a-1} & d_{2,a} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ d_{a-1,1} & d_{a-1,2} & \dots & d_{a-1,a-1} & d_{a-1,a} \\ d_{a,1} & d_{a,2} & \dots & d_{a,a-1} & d_{a,a} \end{bmatrix}$$

where $a = \{1:m\}$, $d_{n_1, n_2} = 0$ if the connection between nodes n_1 and n_2 does not exist or $d_{n_1, n_2} = 1$, if the connection exists.

Mobile network $G(N, L)$ is divided into subnets which are called clusters. Each cluster C_k (where k is a number of clusters in the network) has the characteristics set $C_k = \{n, metric\}$.

Also we suggest the following definitions:

- M – number of nodes in network;
- H – average path length (in hops);
- R – average number of active routes per node;
- b – average number of link-breakages per second;
- f – “route activity” is new route requests/second generated by each node;
- p – “route concentration factor” is average % of each node’s active routes that use each link.

R is the number of other nodes that each node has active data-plane communications with. The parameter b is an indication of how fast the nodes are moving with respect to each other. The parameter f measures two

separate effects. The first is how fast a given node changes its set of destination nodes. The other is the holding time of a node's IP sessions, since the RRP route caches eventually "timeout" unused routes.

Finally, the p parameter accounts for traffic hot-spots within the MANET. The p parameter also accounts for the fact that a given link-breakage may not cause a given route to break. So, a low p favors reactive routing.

For proactive routing, each link-state change must be propagated to every other node over an average distance of H . As such, the total number of link state update packets per second (T) roughly scales as:

$$T_1 = b \cdot H \cdot M^2$$

For reactive routing, each route-search generates approximately M Route-Request packets. As such, the total number of route-request packets roughly scales as:

$$T_2 = (f + p \cdot R \cdot b) \cdot H \cdot M^2,$$

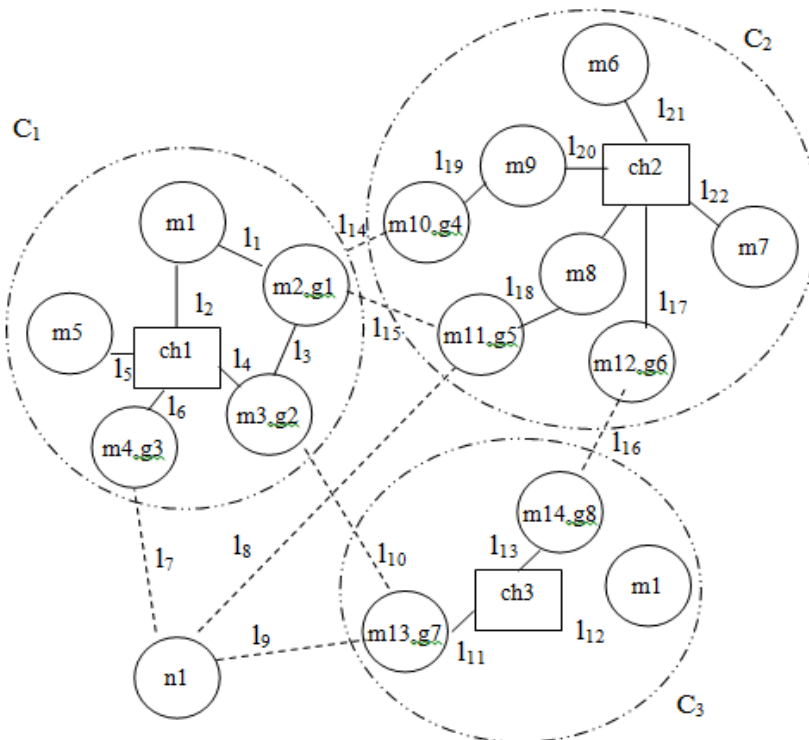
where this formula includes the Route-Request messages due to both new routes (f) and also broken routes (b). So, as a very rough qualitative comparison, reactive routing tends to generate less overhead than proactive routing if

$$b \cdot H \cdot M^2 T_2 > (f + p \cdot R \cdot b) \cdot H \cdot M^2, \text{ or } 1 > (f/b) + p \cdot R$$

That is why in our approach we will use two types of routing: one will be used within the zone another between the zones.

Nodes n , according to the cluster structure of routing protocols may take the following four states:

1. State cluster-head indicates the center of the cluster, the node that receives information from many sources, and the frequency of appeals to him is the biggest;
2. State member indicates node of the cluster, which is located in the zone of the corresponding cluster-head;
3. State gateway indicates marginal members of the cluster, which are adjacent to marginal members of another cluster;
4. State new indicates new node which does not belong to any of the existing clusters.



Picture 1 An example of Ad hoc network that is divided into clusters (where m – member node, m, g – member and gateway node simultaneously, ch – cluster-head, l – edges of the graph, n – new node, C – cluster)

The feature of this approach is that nodes with the highest frequency of appeals are selected to be cluster-heads, unlike existing cluster protocols, where the center is selected randomly.

Let the metric be the radius of the routing zone which will take constant value $R = 2$ hops, as in ZRP protocol (the metric review as a variable is planned in further research).

The cluster formation algorithm is described below.

1. To set the state new for all nodes at the beginning, routing is reactive (on-demand);
2. To determine the frequency of references to nodes, if the frequency of node $n_1 > n_2$, than n_1 take on the state cluster-head;
3. To determine cluster members and adding them to the routing table, taking into account that the radius is two hops (state member is at $R = 1$, state gateway is at $R = 2$).

Proactive routing technique is used within the zone. When a new node appears in the network, it takes on the state new.

This approach will be used in further researches in a simulation of routing in mobile networks with hierarchical topology and will be compared with routes formation in another approach of leading routing protocols for MANET.

Conclusion

In this work, taking into account the main characteristics of clustering and combining features of existing routing protocols, the mathematical model of the protocol for mobile networks on the base of cluster analysis is described. In our further research we will make the simulation of such approach in Network Simulator 2 and improve the proposed model by identifying routing zones, which will vary in time according to the changes in network characteristics.

References

1. Nicklas Beijar. Zone routing protocol, /Networking Laboratory, Helsinki University of Technology/ Finland/ 2002.
2. Zygmunt J. Haas, Emin Gun Sirer. SHARP: A Hybrid Adaptive Routing Protocol for Mobile Ad Hoc Networks, /Cornell University, Ithaca/ 2003.
3. Xinwen Cui Cluster Routing Protocol, 2003 / – Режим доступу до журн. : <http://people.scs.carleton.ca/~barbeau/Honours/cui.pdf>.
4. M. Rezaee1 Cluster based Routing Protocol for Mobile Ad Hoc Networks/ M.Rezaee1, M. Yaghmaee/2/2009.

About the authors

Месюра Володимир Іванович, к.т.н., професор кафедри комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021

Зелінська Юлія Яківна – аспірант кафедри комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. +38-097-690-79-36

e-mail: julietta1508@ukr.net

УДК 622.691.4

Г.С. РАТУШНЯК, О.І. ОБОДЯНСЬКА

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

ЛІНГВІСТИЧНА ЛОГІКО-ЙМОВІРНА ОЦІНКА РИЗИКІВ АВАРІЙ В СИСТЕМАХ ГАЗОПОСТАЧАННЯ

Анотація: Запропоновано метод оцінки ризику виникнення аварій в системах газопостачання на основі методів теорії надійності. Для виявлення причинно-наслідкових зв'язків між випадковими подіями, які приводять до аварії та оцінки ризику використовується ймовірнісний метод аналізу "дерева відмов" (Fault Tree Analysis).

Ключові слова: аварії, ризик, дерево відмов, ймовірність.

Анотация: Предложен метод оценки риска возникновения аварий в системах газоснабжения на основе методов теории надежности. Для выявления причинно-следственных связей между случайными событиями какие приводят к аварии и оценке риска используется вероятностный метод анализа "дерева отказов" (Fault Tree Analysis).

Ключевые слова: аварии, риск, дерево отказов, вероятность.

Abstract: the method of estimation of risk of origin of accidents is Offered in the systems of gas-supplying on the basis of methods of theory of reliability. For the exposure of connections between random events what result the probabilistic method of analysis of "tree of refuses" (Fault Tree Analysis) is used in an accident and risk estimation.

Keywords: accidents, risk, otkazov tree, likelihood.

Вступ

На об'єктах системи газопостачання спостерігається певне зростання кількості надзвичайних ситуацій з негативними екологічними наслідками. Причинами аварії є те, що близько 29% газопроводів відпрацювали свій амортизаційний термін, майже 60% експлуатуються від 10 до 33 років. Крім того, кожен третій агрегат із перекачування газу відпрацював моторесурс і потребує реконструкції, 11,6 тис. км газових мереж (близько 7%) і 4,9 тис. газорегуляторних пунктів (близько 14%) експлуатуються більше відведеного амортизаційного терміну [1]. Точні числові величини надійності параметрів елементів системи газопостачання відсутні або параметри мають велику невизначеність. Існуючі методи оцінки ризиків аварій в системах газопостачання [2], не дозволяють оцінити негативні впливи на систему в цілому, так як ґрунтуються на використанні параметрів з великою невизначеністю.

Постановка задачі дослідження

Однією із задач оцінки ризику аварії є отримання достовірних кількісних показників, які були б корисними для ефективного керування процесом забезпечення безпеки на об'єктах системи газопостачання. Це дозволить більш об'єктивно оцінювати ризик аварії і відповідно пропонувати обґрунтовані організаційно-технологічні рекомендації, які будуть направлені на запобігання техногенних аварій на газорозподільних мережах. Замість факторів з великою невизначеністю доцільно використовувати експертно-лінгвістичну логіко-ймовірну оцінку параметрів небезпечного об'єкту [3]. Результати моделювання оцінки ризиків аварій з використанням теорії нечітких множин [4] в поєднанні з лінгвістичною логіко-ймовірною експертною оцінкою параметрів досліджуваної системи в ряді випадків дозволяють отримати оцінку ризику майже з такою ж невизначеністю, як і при використанні точних числових даних [5].

Мета дослідження

Метою статті є розроблення моделі експертної лінгвістично-ймовірної оцінки ризиків аварії в системах газопостачання з врахуванням вихідної інформації про виникнення події.

Структурна ідентифікація об'єкту моделювання

В якості об'єкту для побудови моделі з оцінки ризиків в системах газопостачання вибрана газорозподільна система. Структура газорозподільної системи представляє собою газопроводи і споруди на них (включаючи міжселищні), газове обладнання житлових і громадських будинків, промислових і сільськогосподарських підприємств, підприємств комунально-побутового обслуговування населення виробничого характеру, газонасосні станції, газонаповнювальні пункти [6]. Потенційно можливі аварійні ситуації в системах газопостачання з викидом сильнодіючих токсичних речовин представляють значну загрозу як для навколишнього середовища, так і для життя населення. Розробка структурних схем розвитку можливих аварій на елементах газорозподільної системи ґрунтується на детальній вивченні об'єкта дослідження з врахуванням всіх факторів, що впливають на надійність системи в цілому. Узагальнену схему розвитку можливої аварії в системах газопостачання наведено на рис.1.

Задача розроблення моделі прогнозування виникнення аварії зводиться до ідентифікації об'єкта з одним виходом і багатьма входами, що характеризуються чинниками виникнення та розвитку аварії відповідно узагальненій структурній схемі (рис.1). Особливістю лінгвістичної оцінки ризиків аварій являється те, що взаємозв'язок змінних "вхід-вихід" задається у вигляді експертних висновків: ЯКЩО "входи", ТО "вихід", які представляють собою нечіткі бази знань [5, 7]. Для розроблення моделі оцінки ризиків аварій

визначають базові характеристики об'єкта, які можуть привести до аварії. За вхідні змінні прийнято фактори, які впливають на технічний стан системи газопостачання з подальшим виникненням аварії. Вихідна змінна – це ймовірність виникнення аварії. Фактори впливу на технічний стан системи газопостачання об'єднано в три групи в залежності від ключових характеристик [3]. Так на вихід робочих параметрів, що впливають на технічний стан системи газопостачання, за критичні значення (група А) впливають фактори x_1 – помилки у гідравлічних розрахунках, x_2 – помилки у динамічних розрахунках та x_3 – механічна надійність труб. На механічний знос елементів системи газопостачання (група В) впливають x_4 – механічні пошкодження при транспортуванні та монтажу газопроводів, x_5 – якість зварних стиків газопроводу, x_6 – стан антикорозійного ізоляційного покриття газопроводу та x_7 – відхилення фактичних значень від проектних. Антропогенні пошкодження елементів системи газопостачання (група С) виникають під впливом таких факторів, як: x_8 – стан металу газопроводу, x_9 – технічне зношення елементів газопроводу, x_{10} – технічний рівень обслуговуючого персоналу та x_{11} – планово-запобіжні огляди і ремонти газопроводів. Оцінка значень лінгвістичних змінних, якими є фактори впливу на технічний стан системи газопостачання, проводиться за допомогою системи якісних термінів: Н – низька; нС – нижче середнього; С – середня; вС – вище середнього; В – висока. Кожний з цих термінів становить відповідну нечітку множину, тобто деяку властивість, яка розглядається як лінгвістичний терм [3]. З допомогою вхідної інформації та їх лінгвістичних змінних на основі логічних операцій виконується структурна ідентифікація об'єкта "вхід-вихід". Для визначення нечіткої ймовірності виникнення аварійної ситуації використано логіко-ймовірну модель представлення вихідної інформації. Ця оцінка представлення нечіткої інформації являється найбільш прийнятною, оскільки дозволяє в зручній і простій формі формалізувати знання експертів, які виражаються у формі лінгвістичної оцінки.

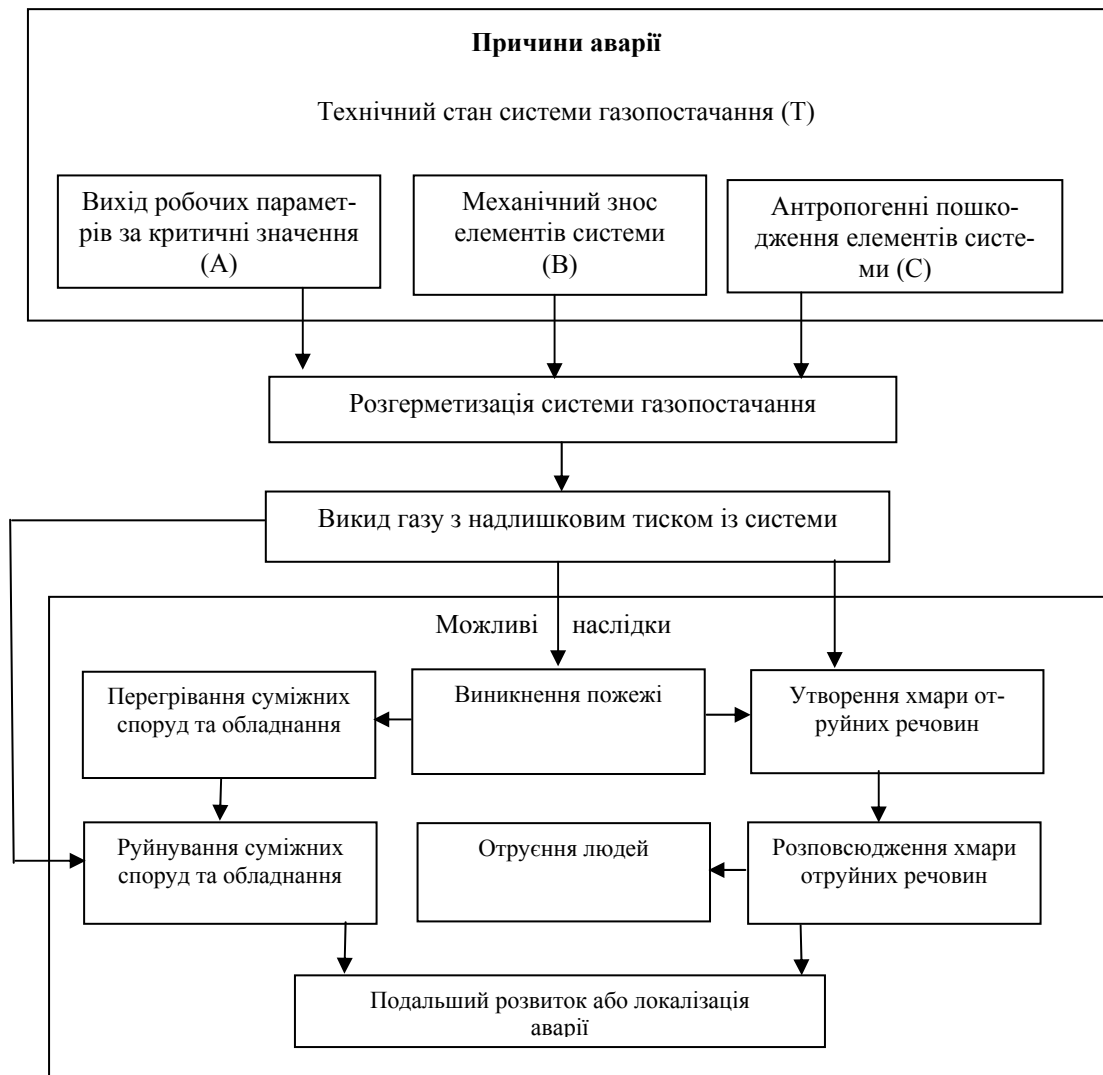


Рисунок 1 – Узагальнена структурна схема розвитку аварії в системі газопостачання

Лінгвістична апроксимація

Для формалізації причинно-наслідкових зв'язків між змінними "вхід-вихід", які описуються за допомогою лінгвістичних змінних, для оцінки ризиків аварій в системах газопостачання використовується аналітико-лінгвістична апроксимація [8]. Для цього невизначений параметр (q), який може відповідати ймовірності, надійності або іншому показнику, перетворюється на нечітке число \tilde{q} , тобто задається його функція належності. Маючи експертну інформацію про параметр:

- назву параметру q;
- діапазон [q, q] зміни значень параметра q;
- кількість лінгвістичних термів, за допомогою яких оцінюється параметр q;
- назва кожного лінгвістичного терму;

будується його функція належності. Для трапецеїдальної форми нечіткого числа q, вони представлені як

$$\tilde{q} = \langle \underline{q}_0, \overline{q}_0, \underline{q}_1, \overline{q}_1 \rangle, \quad (1)$$

де: \underline{q}_0 (\overline{q}_0) – нижня (верхня) границя нечіткого числа \tilde{q} на нульовому рівні;

\underline{q}_1 (\overline{q}_1) – нижня (верхня) границя нечіткого числа \tilde{q} на одиничному рівні.

При великій кількості вхідних змінних побудова нечіткої бази знань стає складною. Тому доцільно за виконаною класифікацією змінних [3] побудувати дерево відмов, яке визначає систему вкладених одне в одне зв'язаних причинно-наслідковими зв'язками нечітких баз знань. Покрокову інформацію про логічні зв'язки між подіями, які впливають на кінцевий результат і формули розрахунку ймовірності цих подій наведено у табл. 1.

Ієрархічний взаємозв'язок між вхідними змінними, класами вхідних змінних і вихідною змінною представляється у вигляді узагальненого дерева відмов (рис. 2). Отримана логічна структура описується математичною моделлю, яка враховує логічну структуру дерева і кількість його рівнів:

$$\tilde{P}_n = \left[\left(\begin{matrix} K \\ Y \end{matrix} \tilde{P}_{n-1}^i \right) V \left(\begin{matrix} K \\ I \end{matrix} \tilde{P}_{n-1}^i \right) \right], \quad (2)$$

де \tilde{P}_n – нечітка ймовірність виникнення події на n-ому рівні;

\tilde{P}_{n-1} – нечітка ймовірність виникнення i-ої події на n-1 рівні;

Y, I – знаки об'єднання і перетину множин;

V – знак логічної операції «АБО»;

n – номер рівня визначення ймовірності;

i=1...k – кількість подій даного рівня.

Таблиця 1 – Формули розрахунку ймовірності подій

Номер рівня	Вихідна подія	Логічна операція	Формула розрахунку
1	A	Або	$\tilde{P}_A = 1 - (1 - \tilde{P}_{x_1}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_2}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_3})$ (3)
1	B	Або	$\tilde{P}_B = 1 - (1 - \tilde{P}_{x_4}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_5}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_6}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_7})$ (4)
1	C	Або	$\tilde{P}_C = 1 - (1 - \tilde{P}_{x_8}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_9}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_{10}}) \cdot (1 - \tilde{P}_{x_{11}})$ (5)
2	T	Або	$\tilde{P}_T = 1 - (1 - \tilde{P}_A) \cdot (1 - \tilde{P}_B) \cdot (1 - \tilde{P}_C)$ (6)

Узагальнене дерево відмов [8, 10] дозволяє відстежити причинно-наслідковий зв'язок розвитку аварійної ситуації та аналізувати різні сценарії розвитку аварії й оцінювати ймовірність виникнення тих чи інших аварійних ситуацій (рис.2). Однак для прийняття рішення, наприклад про закриття аварійно небезпечного об'єкту або про дії щодо зменшення ризику аварії, необхідно оцінити найбільший ризик і пов'язаний з цим сценарій розвитку аварії. Узагальнене дерево відмов не дозволяє отримати рішення, для якого сценарію розвитку аварії необхідно розрахувати ризик. Наприклад, для сценарію, який має найбільшу ймовірність і незначні втрати, або для сценарію, який має малу ймовірність і значні втрати. Тому запропоновано ввести додаткову вершину ризику, яка накладається на всі базові проміжні і вершинні події. Отриману структуру запропоновано називати метод ризику-подій [8, 10].

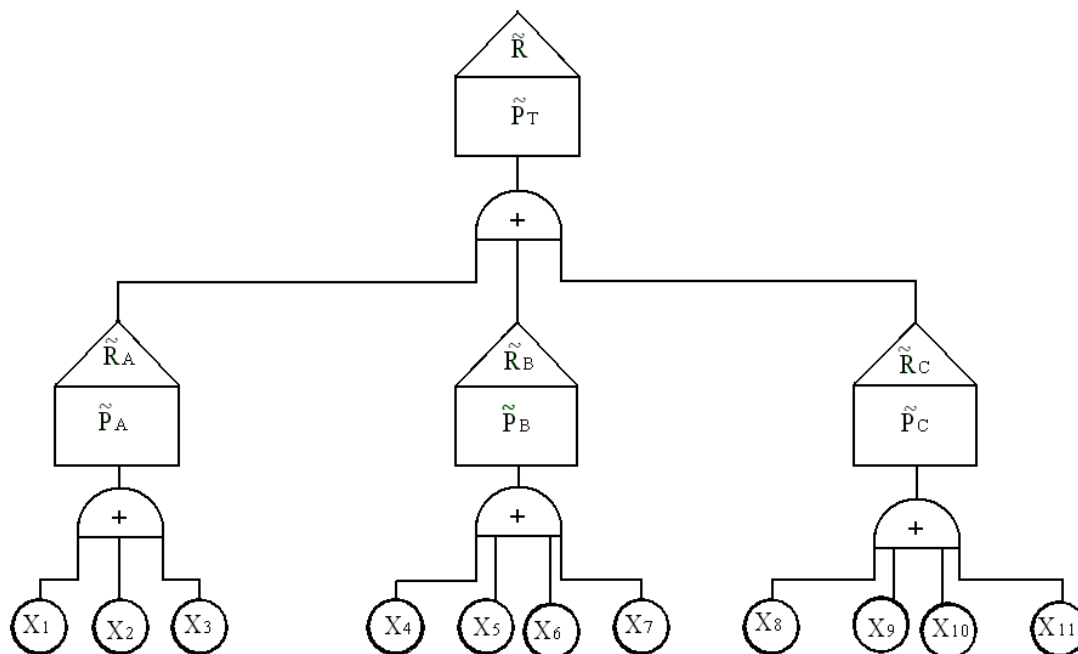


Рисунок 2 – Узагальнене дерево відмов

Перевагою запропонованої методики є те, що вона дозволяє на кожному етапі розвитку аварії на рівні з ймовірністю виникнення події отримати характеристику ризику події. В результаті:

- можна визначити подію, яка характеризується найбільшим ризиком, і прийняти по ній відповідні рішення;
- знаючи максимальний ризик на кожному ієрархічному рівні зразу можна визначити сценарій, який призводить до події, яка визначає найбільший ризик, і запропонувати заходи з її ліквідації;
- знання сценарію найбільшого ризику дозволяє значно зменшити об'єми розрахунків, а відповідно час і вартість, які необхідні для прийняття організаційно-технологічного управлінського рішення.

Оцінка адекватності отриманих результатів

Для оцінки адекватності отриманих результатів визначимо нечіткі ймовірності виникнення аварійної ситуації. Ймовірності базових подій позначені $P_{x_1}, P_{x_2}, \dots, P_{x_{11}}$, які були обраховані за допомогою методу парних порівнянь [9] (див. табл. 2). Ймовірності для головної події в дереві відмов, що розглядається визначаються зі співвідношень (3)-(6) і можуть бути представлені

$$\tilde{P}_A = 1 - (1 - 0,27) \cdot (1 - 0,156) \cdot (1 - 0,138) = 0,47,$$

$$\tilde{P}_B = 1 - (1 - 0,031) \cdot (1 - 0,115) \cdot (1 - 0,12) \cdot (1 - 0,05) = 0,28,$$

$$\tilde{P}_C = 1 - (1 - 0,05) \cdot (1 - 0,04) \cdot (1 - 0,02) \cdot (1 - 0,017) = 0,12,$$

$$\tilde{P}_T = 1 - (1 - 0,47) \cdot (1 - 0,28) \cdot (1 - 0,12) = 0,66.$$

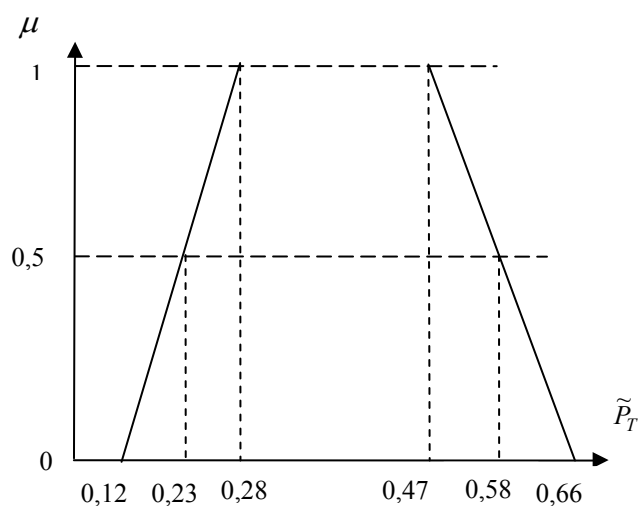
Отримані числові значення ймовірностей виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання використовуються для побудови функції належності трапецеїдальної форми за допомогою співвідношення (1). В цьому співвідношенні ймовірність впливу групи факторів А на виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання (\tilde{P}_A) виступає верхньою границею нечіткої ймовірності виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання на одиничному рівні (\bar{q}_1). \tilde{P}_B – ймовірність впливу групи факторів В на виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання є нижньою границею нечіткої ймовірності виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання на одиничному рівні (\underline{q}_1). Ймовірність впливу групи факторів С на виникнення аварійної ситуації (\tilde{P}_C) виступає нижньою границею нечіткої ймовірності виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання на нульовому рівні (\underline{q}_0), а \tilde{P}_T – ймовірність впливу технічного стану систем газопостачання на виникнення аварійної

ситуації в них є верхньою границею нечіткої ймовірності виникнення аварійної ситуації в системах газопостачання на нульовому рівні (\bar{q}_0).

Таблиця 2 – Вихідні події дерева відмови в системі газопостачання

№ п/п	Найменування події	Ймовірність події P_{x_i}
1	x_1 – помилки у гідравлічних розрахунках	0,27
2	x_2 – помилки у динамічних розрахунках	0,156
3	x_3 – механічна надійність труб	0,138
4	x_4 – механічні пошкодження при транспортуванні та монтажу газопроводів	0,031
5	x_5 – якість зварних стиків газопроводу	0,115
6	x_6 – стан антикорозійного ізоляційного покриття газопроводу	0,12
7	x_7 – відхилення фактичних значень від проектних	0,05
8	x_8 – стан металу газопроводу	0,05
9	x_9 – технічне зношення елементів газопроводу	0,04
10	x_{10} – технічний рівень обслуговуючого персоналу	0,02
11	x_{11} – планово-запобіжні огляди і ремонти газопроводів	0,017

Обчислення нечіткої ймовірності виникнення аварійної ситуації привело до наступного результату $\tilde{P}_T = (0,12; 0,66; 0,28; 0,47)$. Функцію належності – μ , яка відображає отриманий результат, представлено на рисунку 3.

Рисунок 3 – Функція належності для \tilde{P}_T

Отриманий результат має наступну інтерпретацію: нижня оцінка виникнення аварії $\tilde{P}_T = 0,12$, верхня оцінка $\tilde{P}_T = 0,66$, найбільш ймовірний діапазон оцінок виникнення аварії в системах газопостачання відповідно до вихідної події дерева відмов знаходиться в межах від 0,23 до 0,58. Якщо ймовірність виникнення аварії являється неприйнятною, то виконується аналіз дерева відмов і відшукуються рішення відносно її зниження.

Висновки

Для ідентифікації об'єкту дослідження запропоновано узагальнену структурну схему розвитку аварії в системі газопостачання з врахуванням основних чинників, якими є вихід робочих параметрів за критичні значення, механічний знос елементів системи та антропогенні пошкодження її складових.

При оцінці ризику аварії об'єктів з великою невизначеністю вихідних даних запропоновано використовувати експертну лінгвістичну логіко-ймовірну оцінку параметрів газорозподільної системи. Використання теорії нечітких множин разом з лінгвістичною логіко-ймовірною експертною оцінкою параметрів газорозподільної системи в ряду випадків дозволяє отримати оцінку ризику аварії практично з такою ж невизначеністю, як і при використанні точних цифрових даних.

З метою знаходження територіального та індивідуального ризиків аварії запропоновано обрахування ймовірностей виникнення аварій виконувати на основі аналізу "дерева відмов". Реалізація стратегій

керування ризиком аварій з метою прийняття організаційно-технологічних управлінських рішень повинна базуватися на сучасних інформаційних технологіях.

Список використаної літератури

1. Сідак В.С. / Інноваційні технології в діагностиці та експлуатації систем газопостачання / В.С. Сідак. – Харків: ХНАМГ, 2005. – 227 с.
2. Повышение эффективности работы трубопроводных магистралей / [Иванов В.А., Яковлев Е.И., Пушкин А.А. и др]. – М.: ВНИИОЭНГ, 1993. – 510 с.
3. Ратушняк Г.С. / Моделювання надійності систем газопостачання на основі лінгвістичної інформації / Г. С. Ратушняк, О.І. Ободянська // Сучасні технології, матеріали і конструкції в будівництві. – 2009. – №6. – с. 97-103.
4. Ратушняк Г.С. / Модель багатофакторної оцінки технічного стану системи газопостачання / Г. С. Ратушняк, О.І. Ободянська // Сучасні технології, матеріали і конструкції в будівництві. – 2010. – №1. – с. 125-131.
5. Ротштейн А.П. / Нечеткая надежность алгоритмических процессов / А. Ротштейн, С. Штовба. – Винница: Континент – ПРИМ, 1997. – 142 с
6. Ратушняк Г.С. / Розроблення моделі оцінювання технічного стану розподільчих газопроводів для створення муніципальної гіс підсистеми газопостачання / Г. С. Ратушняк, О.І. Ободянська // Національне картографування: стан, проблеми та перспективи розвитку. Київ – 2010. – №4. – с. 234-237.
7. Митюшкин Ю.И. Soft Computing: идентификация закономерностей нечеткими базами знаний / Митюшкин Ю.И., Мокин Б.И., Ротштейн А.П. – В.: Универсум, 2002. – 145с. – ISBN 966-641-051-6.
8. Ветошкин А.Г. / Надежность и безопасность технических систем / А. Ветошкин, В. Марунин. – Пенза, 2002. – 125 с.
9. Ратушняк Г.С. / Моделювання процесу інтелектуальної підтримки прийняття рішення щодо оцінки стану системи газопостачання методом парних порівнянь / Г.С. Ратушняк, О.І. Ободянська // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2010. – №1(17). – с. 52-55.
10. Кузьмин И.В. Элементы вероятностных моделей АСУ / Кузьмин И.В., Явка А.А., Ключко В.И. – М.: Сов. радио, 1975. – 335 с.

Відомості про авторів

Ратушняк Георгій Сергійович – к.т.н., професор, директор інституту будівництва теплоенергетики та газопостачання, завідувач кафедри теплогазопостачання; вул. Воїнів Інтернаціоналістів, 7, м. Вінниця, 21021; тел. 46-52-04; e-mail: ratushnyak@inbtegr.vstu.vinnica.ua, Вінницький національний технічний університет;

Ободянська Ольга Ігорівна – аспірант кафедри теплогазопостачання; вул. Воїнів Інтернаціоналістів, 7, м. Вінниця, 21021; тел. +380674304208; e-mail: olha.obodyanska@i.ua, Вінницький національний технічний університет.

УДК 621.396.96

М.Ш. БОЗИЕВ

Открытое акционерное общество «Гранит», г. Макеевка

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОРОТКИХ СООБЩЕНИЙ РАДИОЛИНИЙ

Анотація. У даній статті обговорюється проблема виділення корисного сигналу з вхідного повідомлення і визначення його параметрів. Повідомлення представлено реалізацією як короткочасний сигнал фінітного типу. Для спектрального аналізу фінітного сигналу в реальному часу використано поняття кінцевого спектру відрізка. Приведений алгоритм рішення задачі та отримання комплексу спектральних параметрів сигналу.

Ключові слова: Повідомлення, радіолінія, фінітний сигнал, спектральний аналіз, апроксимація, цифрова обробка, алгоритм.

Аннотация. В данной статье обсуждается проблема выделения полезного сигнала из входного сообщения и определения его параметров. Сообщение представлено реализацией как кратковременный сигнал финитного типа. Для спектрального анализа финитного сигнала в реальном масштабе времени использовано понятия конечного спектра отрезка. Приведен алгоритм решения задачи и получения комплекса спектральных параметров сигнала.

Ключевые слова: Сообщение, радиолиния, финитный сигнал, спектральный анализ, аппроксимация, цифровая обработка, алгоритм.

Abstract. The problem of selection of useful signal from the entrance report and determination of his parameters comes into question in this article. The report is represented by realization as brief signal of finytnogo type. For the spectral analysis of finytnogo signal the concepts of eventual spectrum of segment are used in the real time. The algorithm of decision of task and receipt of complex of spectral parameters of signal is resulted.

Keywords: Report, radyolynyya, fynytnyy signal, spectral analysis, approximation, digital treatment, algorithm.

Введение

Для организации системы связи передачи информации с погруженными подводными объектами используются радиолинии на сверхдлинноволновом (десятки килогерц) и сверхнизкочастотном (сотни герц) диапазонах волн. Прием и передача данных по радиолиниям на такие объекты, в силу их специфики, требует обеспечения своевременного, достоверного и скрытного доведения информации, поэтому передача данных осуществляется в сжатой форме и на ограниченном отрезке времени. Качество связи по радиолиниям существенно зависит от состояния ионосферы и атмосферы, трассы распространения, атмосферных и промышленных помех каналам связи, а скрытность передаваемой информации требуют обеспечить защиту от трансформаций и искажений, приводящих к потере части передаваемых данных.

При современном уровне развития науки и техники появляется реальная возможность реализации высоких тактико-технических характеристик радиолиний связи с подводными объектами не за счет увеличения мощностей передающих, а за счет использования современных методов передачи и обработки сигналов. При этом обработка сигналов является общей проблемой для любого канала связи. Для решения этой проблемы основное внимание следует уделить спектрально-временной обработке сигналов, использованию адаптивных методов, подавлению помех, сосредоточенных по спектру или времени, компенсации индустриальных помех, а при вторичной обработке информации – разработке проблемных вопросов идентификации объектов радиоизлучения с использованием методов распознавания образов и элементов искусственного интеллекта. При создании технических средств обработки следует применять цифровую технику, использующую сигнальные микропроцессоры для спектрального анализа сигналов, методы обработки пространственной информации с визуализацией в пространственную форму. Данные о характеристиках излучаемых сигналов объектов радиоизлучения используются также при формировании каталогов данных и алгоритмов распознавания и классификацией целей в аппаратуре радиотехнической обстановки. Добывание информации о параметрах излучаемых сигналов обеспечивается специальными службами, в том числе с использованием измерительной аппаратуры собственного изготовления.

Анализ особенностей определения параметров коротких радиолиний

В работе обсуждается проблема выделения полезного сигнала из входного сообщения, принятого некоторым устройством, и определения его параметров. Представим сообщение в виде его реализации на ограниченном временном интервале в виде непрерывного отрезка функции

$$x(t), \quad \text{где } t \in [0, T], \quad (1)$$

или в виде дискретной последовательности из N ее значений (отсчетов)

$$x(t_0), x(t_1), \dots, x(t_{N-1}) = \{x_n\}, \quad \text{где } t_0 = 0; t_N = T. \quad (2)$$

Каждая реализация является кратковременным сигналом. Такие сигналы называются также финитными. Будем рассматривать условия передачи сообщения, когда $x(t)$, как входной сигнал, подлежащий обработке и анализу, который представляется суммой

$$x(t) = s(t, u(t)) + \xi(t), \quad (3)$$

где $s(t) = s(t, u(t))$ результат преобразования исходного сигнала $u(t)$, и $\xi(t)$ аддитивная помеха – случайный процесс с не известными параметрами (например, узкополосные помехи, шум в канале связи, ошибки вычислительных операций и т. д.).

Считаем, что полезный сигнал $u(t)$ характеризуется совокупностью параметров

$$c_1, c_2, \dots = \{c_k\}, \quad (4)$$

и существует функциональная зависимость

$$u = u(t, \{c_k\}). \quad (5)$$

Короткий сигнал $x(t)$ содержит весь объем информации о сообщении, структуру и состав которых необходимо раскрыть, таким образом, целью обработки является выделить исходный сигнал $u(t)$ и, в частности, определить его истинные параметры

$$\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots = \{\hat{c}_k\}. \quad (6)$$

Поставленная задача возникает при разработке и использовании устройств цифровой обработки для обнаружения и различения сигналов и помех, измерения их параметров, для анализа случайных процессов и оценки их характеристик, например, для гармонического анализа. Необходимость специальной обработки именно коротких сигналов связана с процессом анализа сигналов в радиотехнических системах. Этот процесс можно разбить на три этапа:

- На первом этапе, широкополосное приемное устройство принимает с радиолинии радиосигнал. Далее при необходимости осуществляется детектирование низкочастотного сигнала и его дискретизация. В результате формируется временной процесс в виде непрерывной функции или последовательности отсчетов. Этот процесс содержать отдельные составные элементы – короткие сигналы, например, сигналы с дискретно изменяющейся амплитудной модуляцией, фазовой манипуляцией, с частотной перестройкой.

- На втором этапе, каждый отдельный сигнал рассматривается как имеющий ограниченную длительность, то есть финитный. Здесь анализирующее устройство осуществляет последовательную выборку и обработку отдельных сигналов с целью отделения их от помех, определения их параметров, например, текущего непрерывного гармонического спектра или набора составляющих гармоник.

- На третьем этапе, выполняется дополнительное преобразование и передача далее в другие устройства обработанного сигнала.

Построение функциональных зависимостей $\{\hat{c}_k\} = \{C_k[x(t)]\}$, связывающие искомые параметры сигнала $u(t)$ с функцией – аргументом $x(t)$, и определяются алгоритмы преобразования, реализуемые функционалами. Они будут составлять алгоритм работы устройства обработки и анализа сигналов.

В качестве меры правильности выбора функционалов $\{C_k[x(t)]\}$ и меры точности определения параметров полезного сигнала может быть использован функционал:

$$J = J(x(t), y(t, \{c_k\})), \quad (7)$$

называемый расстоянием между входным сигналом $x(t)$ и некоторой функцией

$$y(t) = y(t, \{c_k\}), \quad (8)$$

являющейся аппроксимацией зависимости $s(t) = s(t, u(\{c_k\}))$. Для этого проводится оптимизация (7), то есть его минимизация по функциям $y(t)$, и усреднение по различным реализациям $u(t)$ и $\xi(t)$.

Рассмотрим важный вариант поставленной задачи в получении аппроксимирующей зависимости коротких сообщений, сигналов радиолиний и расчет их гармонических дискретных спектров.

В настоящее время традиционные способы определения спектра процессов и отдельных сигналов основаны на использовании их разложений в ряды Фурье или представлении их интегралами Фурье [1-3]. Однако эти способы не всегда эффективны для коротких процессов и финитных сигналов, заданных на конечном интервале $[0, T]$. Главным является то, что в них искусственно навязывается поведение

сигнала на концах и вне интервала, что существенно сказывается на показателях, характеризующих колебательные свойства сигнала внутри интервала.

Поэтому в данной работе решение следующей практически важной задачи спектра коротких сообщений радиолиний сверхдлинноволнового диапазона решается в постановке, предлагаемый в работе [7,8], как определения спектра короткого процесса.

Постановка задачи

Определить минимальное количество K гармоник, не обязательно ортогональных, в сумме образующих внутри временного интервала $[0, T]$ короткий процесс – непрерывный - $x(t)$, или дискретный по времени - $x[n]$, а также рассчитать значения

$$A_0, (A_1, B_1, \omega_1), \dots, (A_K, B_K, \omega_K) = \{A_k, B_k, \omega_k\} \quad (9)$$

параметров этих гармоник – частоты и амплитуды, при этом поведение процесса вне интервала ничем не должно быть ограничено. Набор (9) будем считать гармоническим спектром короткого процесса.

Сформулированная постановка отражает дуальность задачи: с одной стороны, является задачей определения спектра короткого процесса, а с другой – задачей аппроксимации короткого процесса функцией

$$y(t) = A_0 + \sum_1^K (A_k \cos \omega_k t + B_k \sin \omega_k t), \quad (10)$$

если рассматривается непрерывный процесс (1), или функцией

$$y(t_n) = A_0 + \sum_1^K (A_k \cos \omega_k t_n + B_k \sin \omega_k t_n), \quad (11)$$

если рассматривается дискретная последовательность (2).

Следует отметить, что такая постановка задачи предполагает решение обеих задач в комплексе. При определении спектров коротких процессов параметры гармоник при фиксированном K , предлагается рассчитывать путем минимизации по переменным $\{A_k, B_k, \omega_k\}$ (9) выше рассмотренного функционала $J = J[x(t), y(t)]$ (7), специально выбранного для поставленной задачи. Аппроксимирующая функция $y(t)$ берется в виде суммы синусоидальных функций

$$y(t) = \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t + B_k \sin \omega_k t). \quad (12)$$

При этом, что важно, допускается присутствие в этом наборе, как ортогональных так и неортогональных функций, то есть, имеющих такие частоты, что интеграл

$$\int_0^T [A_i \cos(\omega_i t) + B_i \sin(\omega_i t)] [A_j \cos(\omega_j t) + B_j \sin(\omega_j t)] dt, \text{ где } i \neq j,$$

не обязательно равен нулю в случае представления $x(t)$ в виде (1), или имеющих частоты, различающиеся на не обязательно кратные значения $2\pi/T$, в случае представления в виде (2).

В качестве функционала (7) использована традиционная форма в виде интеграла

$$J = \frac{1}{T} \int_0^T \left[x(t) - \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t + B_k \sin \omega_k t) \right]^2 dt \quad (13)$$

если рассматриваемый сигнал $x(t)$ является непрерывный, и суммы

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[x(t_n) - \sum_{k=0}^K (A_k \cos \omega_k t_n + B_k \sin \omega_k t_n) \right]^2, \quad (14)$$

если сигнал – дискретная последовательность. Каждое из этих выражений определяет среднеквадратичное расстояние $\delta = \sqrt{J}$ между сигналом $x(t)$ и его оценкой $y(t)$. Минимальное значение, определяемое соотношением $\bar{\delta} = \sqrt{\bar{J}} = \sqrt{\bar{J}(x(t), \bar{y}(t))}$, является погрешностью представления сигнала $x(t)$ его оптимальной оценкой $\bar{y}(t)$ в виде

$$\bar{y}(t) = \sum_{k=0}^K (\bar{A}_k \cos \bar{\omega}_k t + \bar{B}_k \sin \bar{\omega}_k t), \quad (15)$$

и будет характеризовать расстояние между входным сигналом $x(t)$ и суммой K оптимальных гармоник, как ошибку воспроизведения сигнала по найденному спектру (9).

Амплитуды и частоты спектра определяются методом наименьших квадратов путем минимизации ошибки J , как целевой функции, по параметрам (9). Естественно результат решения будет различным в зависимости от количества K используемых гармоник.

Следует отметить, что при анализе отрезков одиночных или нескольких элементов реального сообщения, принимаемого с радиоприемника, расчет гармонического спектра короткого процесса целесообразно осуществлять с помощью цифровой обработки, обеспечивающей любую точность вычислений. Поэтому задача должна решаться с учетом выполнения дополнительного условия, связывающего параметр K с величиной допустимой ошибки J .

Для понимания современного подхода в понимании спектра коротких сообщений в [7,8] введены понятия конечного спектра отрезка (КСО) и полного спектра отрезка (ПСО).

Под спектром КСО понимается такой минимальный набор из \bar{K} синусоидальных компонент, характеризующихся совокупностью параметров

$$\bar{\delta}, \bar{K}, \bar{A}_0, [\bar{A}_1, \bar{B}_1, \bar{\omega}_1], \dots, [\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K], \quad (16)$$

означающих амплитуды и частоты этих гармоник, представляющих отрезок процесса (короткий сигнал) $x(t)$ с ошибкой, не превышающей заданное значение $\bar{\delta}$.

Под спектром ПСО понимается конечный спектр отрезка процесса $x(t)$, в котором количество отыскиваемых гармоник K при расчете не фиксировано и не задано, а определяется как минимально возможное при условии равенства нулю ошибки δ аппроксимации отрезка набором гармоник с таким спектром. Таким образом, спектром ПСО сигнала $x(t)$ в таком случае будет являться совокупность величин:

$$\bar{K}, \bar{A}_0, [\bar{A}_1, \bar{B}_1, \bar{\omega}_1], \dots, [\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K] \quad (17)$$

Конкретные методы определения КСО и ПСО сигнала $x(t)$ с условием достижения оптимального соотношения между ошибкой δ и количеством гармоник K , представляющих сигнал, могут быть разные и зависят от исходного варианта, какая из величин задана: K или δ .

Основной алгоритм решения задачи

Для практических целей нас будет интересовать определение спектра КСО в реальном масштабе времени для сверхдлинноволнового радиосигнала. В этом случае задается среднеквадратическая ошибка $\bar{\delta}$ аппроксимации сигнала $x(t)$, а определяется минимальное значение числа гармоник K . Последовательность этапов для данного варианта будет следующей.

1. Формируется реализация сигнала $x(t)$ на интервале $[t_0, T + t_0]$ в виде отрезка функции или дискретной последовательности.

2. Фиксируются момент t_0 – начала и T – длительность сообщения. Для удобства последующего анализа перенесем начало координат вправо по начальному отсчету в момент времени t_0 , т. е. $t_0 = 0$, тогда реализация сигнала будет рассматриваться на интервале $[0, T]$.

3. Строится функционал в виде (13) или (14).

4. Ориентируясь на цифровую обработку, сигнал $x(t)$ представим последовательностью из N равноотстоящих отсчетов $\{x_n\}$ (2). Если процесс $x(t)$ не содержит гармоник с частотами большими

Ω_{\max} , то число отсчетов дискретизованного процесса $N = [T\omega_{\max}/\pi]$ [4-6], здесь $[\cdot]$ – целая часть числа. Произведем замену

$$n = T/N, t_n = n\Delta t, \omega_k = p_k N/T, \text{ а } 0 \leq p_k \leq \pi, \quad (18)$$

где p_k - относительная частота, $0 \leq p_k \leq \pi$, и из (14) получим

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K A_k \cos(p_k n) - \sum_{k=1}^K B_k \sin(p_k n)]^2. \quad (19)$$

5. Задается начальное минимальное ожидаемое (априорное) значение числа гармоник $K = K_a$. Значение K_a определяется по одному из трех вариантов:

- 1) если N кратно 3, то $K_a < N/3$;
- 2) если $N+1$ кратно 3, то $K_a < (N+1)/3$;
- 3) если $N+2$ кратно 3, то $K_a < (N+2)/3$.

6. Составляется система из $3K+1$ уравнений вида:

$$\frac{\partial S}{\partial A_0} = 0, \frac{\partial S}{\partial A_1} = 0, \dots, \frac{\partial S}{\partial A_K} = 0; \frac{\partial S}{\partial B_1} = 0, \dots, \frac{\partial S}{\partial B_K} = 0; \frac{\partial S}{\partial \omega_1} = 0, \dots, \frac{\partial S}{\partial \omega_K} = 0. \quad (21)$$

7. Осуществляем подстановку (19) в систему (21) и, после взятия производных, в результате получаем систему из $3K+1$ уравнений линейных относительно амплитуды и нелинейных относительно частот, которая имеет вид:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial S}{\partial A_0} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))], \\ -\frac{\partial S}{\partial A_i} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] \cos(p_i n), \\ -\frac{\partial S}{\partial B_i} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] \sin(p_i n), \\ -\frac{\partial S}{\partial p_i} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n [x_n - \sum_{k=0}^K (A_k \cos(p_k n) - B_k \sin(p_k n))] [A_i \sin(p_i n) - B_i \cos(p_i n)], \end{aligned} \quad (22)$$

где $i = 1, 2, \dots, K$.

8. Решается система уравнений (22). Решением этой системы будет являться КСО сигнала $x(t)$ из набора относительных частот $\{p_n\}$ и набора их параметров (16) для заданного K .

9. Вычисляется среднеквадратическая ошибка по (19) на j -ой итерации, которая будет равна

$$\bar{\delta}_j = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x_n - \sum_{k=0}^K \bar{A}_k \cos(\bar{p}_k n) + \bar{B}_k \sin(\bar{p}_k n)]^2}. \quad (23)$$

10. Сравниваем $\bar{\delta}_j$ с $\bar{\delta}$.

Если $\bar{\delta}_j > \bar{\delta}$, то заданная точность вычислений не достигнута, и значение K следует увеличить, и процесс повторить с шага 5.

Если $\bar{\delta}_j \leq \bar{\delta}$, то для некоторого значения K заданная точность достигнута, и перейти на шаг 11.

11. Считать, что спектр КСО сигнала $x(t)$ найден, состоит из \bar{K} гармоник с параметрами из последней найденной группы (16) и обеспечивает на интервале $[0, T]$ представление входного сигнала функцией

$$\bar{y}(t) = \sum_{k=0}^{\bar{K}} (\bar{A}_k \cos \bar{\omega}_k t + \bar{B}_k \sin \bar{\omega}_k t) \quad (24)$$

с заданной точностью $\bar{\delta}$.

Анализ ошибки приближения δ (23) показывает, что она представляет сложную зависимость от тригонометрических функций и имеет множество локальных минимумов. То есть δ как функция представляет собой «овражно-бугристую» многомерную поверхность, причем, чем ближе друг к другу частоты гармоник в исходном сигнале, тем ближе локальные минимумы к глобальному и тем самым процесс установления оптимального значения K_{opt} числа гармоник спектра КСО. Поэтому для ускорения процесса вычислений необходимо разрабатывать вычислительные спецпроцессоры с распараллеливанием вычислений, которые обеспечивают быструю сходимость алгоритмов для поиска минимума ошибки приближения.

Выводы

1. Предлагается современный подход построения спектра и аппроксимации радиосигналов, ограниченной длительности сверхдлинноволнового диапазона, основанный на понятиях конечного спектра (КСО) и полного спектра (ПСО) отрезка процесса, содержащие ограниченный набор гармоник.
2. Приводится один из вариантов алгоритмов расчета спектра КСО сигнала ограниченной длительности в реальном масштабе времени для практической реализации.
3. Для ускорения быстрогодействия вычислений многомерной система нелинейных уравнений по определению набора $\{\bar{A}_k, \bar{B}_k, \bar{\omega}_k\}$ совокупностей спектра КСО рекомендуется разработать специализированные процессоры с распараллеливанием вычислений.
4. Способ определения спектра КСО может быть использован в реальном масштабе времени для частотно-временного анализа низкочастотных сигналов: звуковых и гидроакустических сигналов, длинноволновых и сверхдлинноволновых радиосигналов, а также атмосферных и геофизических процессов.

Список использованной литературы

1. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. – Л.: Энергия, 1971. – 528 с.
2. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: Физматгиз, 1962. – 236 с.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: «Радио и связь». 1989. – 656 с.
4. Голденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. – М.: Сов. Радио, 1990. – 256 с.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб: Питер, 2002. – 608 с.
6. Воллернер Н. Ф. Аппаратурный спектральный анализ. – М.: Сов. Радио, 1977. – 208 с.
7. Дмитриев Е. В. Гармонические спектры и аппроксимация коротких сигналов. – Воронеж: ВГУ, 2006. – 73с.
8. Дмитриев Е. В. Гармонические дискретные спектры и аппроксимация коротких процессов, сигналов, функций. Авиакосмическое приборостроение, 2006. – №3.

Сведения об авторах

Бозиев Малик Шутаевич, Открытое акционерное общество «Гранит», г. Макеевка, e-mail: granit@tr.dn.ua