

Оптимізація процесів введення і оперативного оброблення сигналів в комп'ютерних мережах дистанційного моніторингу станів об'єктів дослідження і керування

Богдан Шевчук

Інститут кібернетики ім. В.М. Глушкова НАН України
ikbm140@ukr.net

Анотація

З метою мінімізації інформаційних потоків в каналах зв'язку комп'ютерної мережі дистанційного моніторингу станів об'єктів дослідження і керування на основі аналізу взаємозв'язків показників засобів введення, оброблення і передавання сигналів обґрунтовується вибір мінімально допустимої частоти дискретизації сигналів, що підлягають контролю, а також запропоновані ефективні методи та способи оперативного оброблення і компактного кодування сигналів в процесі довготривалого моніторингу станів об'єктів.

1. Вступ

Використання комп'ютерних мереж для дистанційного моніторингу станів об'єктів дослідження і керування (ОДіК) дозволяє практично одночасно організувати спостереження за станом віддалених об'єктів, які контролюються центральною станцією. Шляхом адресного передавання з центру оброблення і накопичення інформації керуючих пакетів інформації здійснюється корекція станів об'єктів або відправлення керуючих повідомлень для обслуговуючого персоналу. На сьогоднішній день досить актуальною є проблема оперативного визначення станів складних ОДіК в промисловості, на транспорті, в сільському господарстві, в медицині, спорті. Прикладами комп'ютерних мереж дистанційного моніторингу ОДіК є системи дистанційного контролю станів транспортних засобів та учасників дорожнього руху в межах великих населених пунктів, системи екомоніторингу, дистанційні кардіологічні центри, комп'ютерні системи дистанційного контролю спортсменів в процесі тренувань, системи контролю функціональних станів операторів людино – машинних комплексів. В таких системах визначення поточних станів ОДіК досягається за рахунок тривалого контролю та передавання в центр сигналів, які на думку дослідників характеризують поведінку об'єктів в різних робочих режимах чи функціональних станах [1,2]. Для забезпечення ефективного функціонування комп'ютерних мереж дистанційного моніторингу станів об'єктів надзвичайно важливо оптимізувати процеси введення і оперативного оброблення сигналів безпосередньо в місцях їх зародження. Кінцевою метою оптимізації є визначення достовірних та інформативних фрагментів і ділянок сигналів, які підлягають компактному кодуванню без втрати точності при відновленні сигналів. Вражені шумами ділянки сигналів повинні виділятися і кодуватися найбільш стисло, щоб не завантажувати канали зв'язку недостовірною інформацією.

Проаналізуємо характеристики засобів комп'ютерної мережі дистанційного моніторингу великої кількості ОДіК з метою пошуку оптимальних процедур введення і оперативного оброблення сигналів, що підлягають контролю.

2. Аналіз взаємозв'язків показників засобів введення, оброблення і передавання сигналів

Функціонування комп'ютерних мереж ґрунтується на передачі інформації зі зворотнім зв'язком, тобто в каналі зв'язку спостерігаються послідовності пакетів інформації $Пі - ПКі - Пj - Пkj - \dots - Пm - ПКm$, які відносяться до різних абонентів мережі зв'язку, де $Пі$ – інформаційний пакет i – го абонента (інформація від i – го ОДіК, яка передається, наприклад, центральної станції), $ПКі$ – пакет – квитанція для i – го абонента, що передається від абонента – адресата. Сумарний об'єм інформації V , який передається по каналу зв'язку на протязі робочого часу T_p рівний

$$V = \sum_{s=1}^M (L_{in}^s + L_{pk}^s) \cdot R \cdot T_p \quad (1)$$

де M – сумарна кількість передавань пакетів інформації від ОДіК, що підлягають моніторингу, L_{in}^s – кількість біт інформаційного пакету s – го абонента, L_{pk}^s – кількість біт пакету – квитанції для s – го абонента, R – швидкість передачі інформації (біт/сек).

Оскільки потік пакетів інформації є кінцевим результатом роботи об'єктових засобів введення та попереднього оброблення інформації то для визначення сумарного об'єму інформації можливо записати такі залежності

$$V = \sum_{i=1}^N v_i, v_i = f(k, f_{max}, f_{\partial}, \frac{1}{K_{cm}}, B, \frac{1}{\delta_s}) \quad (2)$$

де V_i – сумарний потік інформації від i – го ОДіК на протязі робочого часу T_p , N – кількість ОДіК, що підлягають моніторингу, k – кількість каналів введення та оброблення сигналів для i – го ОДіК, f_{max} – максимальна частота спектру сигналу, на основі якої вибирається частота дискретизації f_{∂} , K_{cm} – коефіцієнт стиску сигналів, B – база сигналів, що використовується для передачі інформації [2], δ_s – сумарна відносна похибка тракту введення та оброблення інформації.

В загальному випадку величина δ_s є сумою похибок методичних, алгоритмічних, інструментальних (систематичних, випадкових), до яких в першу чергу необхідно віднести похибки засобів підсилення сигналів (δ_n), аналогової фільтрації (δ_{af}), аналого – цифрового

перетворення ($\delta_{\text{анп}}$), а також похибку апроксимації (δ_a) в процесі відновлення сигналів засобами центральної станції мережі.

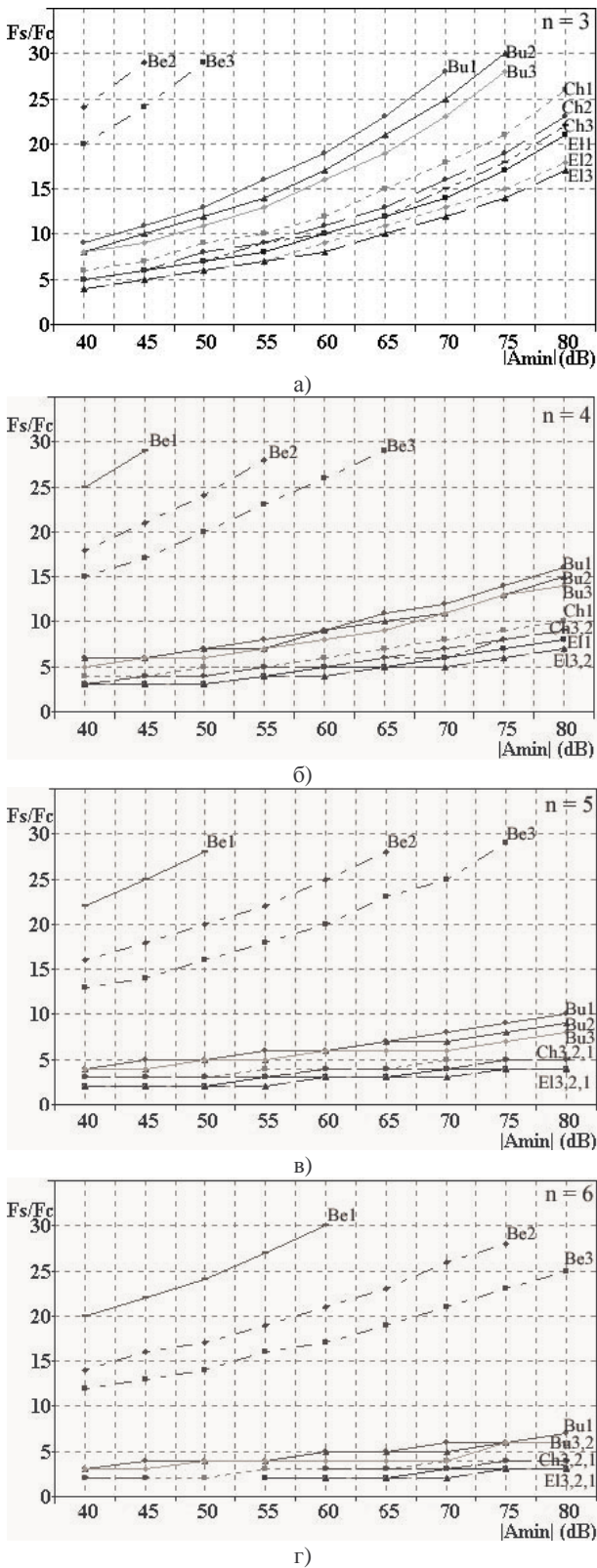


Рис. 1.

Аналіз виразів (1) і (2) показує, що при заданих величинах k , f_{max} , δ_s , забезпечення мінімальних

інформаційних потоків в мережі дистанційного моніторингу ОДіК досягається за рахунок вибору мінімально допустимої частоти дискретизації f_{dmin} та отримання максимального коефіцієнту стиску $K_{\text{ст}}$. З врахуванням необхідності низькочастотної фільтрації аналогового сигналу до процесу аналого – цифрового перетворення та збереження мінімальної похибки δ_s частоту дискретизації i -го сигналу доцільно вибирати з врахуванням співвідношення

$$f_{\text{dmin}}^i = K_{\phi}^i \cdot f_{\text{дК}}^i = 2 \cdot K_{\phi}^i \cdot f_{\text{max}}^i \quad (3)$$

де $K_{\phi}^i = f(P, n, A_{\text{max}}, A_{\text{min}})$ – коефіцієнт степені підвищення частоти дискретизації i -го сигналу в залежності від типу P фільтра нижніх частот (ФНЧ), порядку n ФНЧ, величини розмаху пульсацій A_{max} в смузі пропускання ФНЧ та величини подавлення A_{min} сигналу в смузі подавлення ФНЧ, $f_{\text{дК}} = 2f_{\text{max}}$ – частота дискретизації по Котельникову.

На основі результатів, отриманих в процесі використання комп'ютерної програми для розрахунків характеристик активних фільтрів фірми MAXIM (США), на рис.1 наведені залежності $F_s/F_c = f(|A_{\text{min}}|)$ для різних величин A_{max} ($A_{\text{max}} = 0.1\text{dB}, 0.2\text{dB}, 0.3\text{dB}$) і порядків n ($n = 3, 4, 5, 6$) фільтрів Бесселя (Be1, Be2, Be3, де номеру 1 відповідає $A_{\text{max}} = 0.1\text{dB}$ і т.д.), Баттерворта (Bu1, Bu2, Bu3), Чебишева (Ch1, Ch2, Ch3) та еліптичних фільтрів (EI1, EI2, EI3) [3,4], де F_s – частота подавлення ФНЧ, F_c – частота зрізу ФНЧ ($F_c = f_{\text{max}}$). З практичних міркувань похибку аналогової фільтрації $\delta_{\text{ф}}$ ФНЧ можна визначити як суму що найменше трьох вагомих складових, тобто $\delta_{\text{ф}} = \delta_{\text{пр}} + \delta_{\text{но}} + \delta_{\text{ф}}$, де $\delta_{\text{пр}}$ – відносна похибка фільтрації в смузі пропускання (для $A_{\text{max}} = 0.1\text{dB}$ $\delta_{\text{пр}} \approx 1,14\%$), $\delta_{\text{но}}$ – відносна похибка фільтрації в смузі подавлення, $\delta_{\text{ф}}$ – відносна похибка фільтрації за рахунок фазових спотворень. Наведені криві наглядно відображають залежність частоти дискретизації $f_{\text{dmin}} = F_s$ від показників вибраного ФНЧ. Очевидно що використання фільтрів Бесселя, які характеризуються мінімальними фазовими спотвореннями, можливе при побудові багатокаскадних фільтрів ($n \geq 6$) та виборі частоти дискретизації $f_{\text{dmin}} \geq 30f_{\text{max}}$. На практиці доцільніше використовувати більш простіші фільтри ($n \leq 4$), які в залежності від типу ФНЧ дозволяють вибирати $f_{\text{dmin}} \geq (10-15)f_{\text{max}}$. З метою досягнення мінімальних інформаційних потоків в процесі довготривалого моніторингу станів ОДіК найбільш доцільно використовувати ФНЧ Чебишева або еліптичні фільтри. В цьому випадку $f_{\text{dmin}} \geq (4-7)f_{\text{max}}$. Таким чином вибір типу ФНЧ та його параметрів, i -го каналу введення інформації ($i = 1, k$), який встановлюється перед аналого – цифровим перетворювачем, суттєво впливає на величину f_{dmin} та δ_s .

До похибок аналогової фільтрації додаються похибки процесу аналого – цифрового перетворення [5-8], які в першу чергу визначаються динамічними показниками сигналу, включаючи динамічний діапазон зміни амплітудних значень сигналу $D = X_{\text{max}}/X_{\text{min}}$ та поточну величину швидкості зміни амплітудного значення сигналу X_i , де X_{max} – максимальна амплітуда сигналу, X_{min} – мінімальна амплітуда сигналу, X_i – амплітуда i -го відліку сигналу. Згідно [8] точність аналого – цифрового перетворення частіше всього характеризують величиною

допустимої відносної основної похибки в %, яка визначається по формулі

$$\delta = \frac{\Delta_{abc}}{X_i} \cdot 100 \quad (4)$$

де Δ_{abc} – допустима абсолютна основна похибка вимірювання вхідної величини X_i .

Очевидно, що сумарна похибка процесу аналого – цифрового перетворення $\delta_{ашп}$ складається із суми елементарних складових похибок, основними (вагомими) серед яких є похибки квантування $\delta_{кв}$, динамічна похибка $\delta_{д}$, інструментальна похибка δ_i та інші. Згідно виразу (4) при заданій кількості q біт АЦП мінімальні значення похибки $\delta_{ашп}$ відповідають максимальним значенням величини X_i . Тому в підсилювачах вхідних сигналів доцільно регулювати коефіцієнти підсилення з метою подачі на вхід АЦП максимально допустимих амплітудних значень сигналів. Одночасно з підсиленням сигналом в систему оброблення передається інформація про поточний коефіцієнт підсилення для перерахунку і отримання істинних значень двійкових кодів відліку X_i . Враховуючи фіксований час вибірки T_b аналого – цифрових перетворювачів на динамічних ділянках сигналу в процесі перетворення виникають похибки δ_d , величина яких суттєво збільшує похибку $\delta_{ашп}$. Наприклад, для АЦП з $q=12$ і $T_b=400$ нс в процесі вибірки сигналу з $f_{max} = 100$ Гц амплітуда сигналу змінюється на два кванти. Для компенсації динамічної похибки δ_d при заданому часі вибірки АЦП на основі визначення поточних приростів сигналу $\Delta X_i = X_i - X_{i-1}$ доцільно здійснювати перерахунок отриманих двійкових значень кодів, знаючи зміну амплітуди сигналу для частоти f_{max} . Відомі інші способи зменшення величини $\delta_{ашп}$ [8-10], серед яких важливо виділити методи обробки цифрових відліків сигналів з метою зменшення впливу випадкових похибок вимірювань та компенсації внутрішніх шумів пристроїв введення та перетворення сигналів.

На практиці дистанційний моніторинг ОДіК супроводжується механічними впливами, вібраціями, короткочасними змінами умов введення та перетворення сигналів. В результаті таких дій погіршується (зменшується) вхідне співвідношення сигнал – шум (С/Ш)_{вх}, яке проявляється в хаотичній зміні останніх 2-3-х і більше молодших вихідних біт АЦП. Все це викликає спотворення форми корисного сигналу низькочастотними дрейфами ізоляції та високочастотними завадами, що в свою чергу зменшує вірогідність результату перетворення та оброблення інформації. Тому до процесу аналого – цифрового перетворення необхідно здійснювати адаптивну низькочастотну та високочастотну фільтрацію і підсилення сигналу з метою збереження зміни амплітудних значень сигналу в межах динамічного діапазону АЦП. Для контролю похибки тракту введення і перетворення сигналів та організації ефективної корекції результатів перетворення інформації доцільно використовувати додатковий канал перетворення тестового сигналу.

Оптимізація процесів передавання сигналів в комп'ютерних мережах дистанційного моніторингу ОДіК та вплив показників засобів передачі інформації на організацію моніторингу описані в [2,11].

3. Ефективні методи та способи фільтрації і стиску сигналів в процесі довготривалого моніторингу станів об'єктів

З метою зменшення інформаційних потоків в місцях їх зародження q -бітові відліки сигналів з частотою $f_{дпін}$ направляються в регістри процесора попередньої обробки, який в темпі введення інформації повинен організувати стиск відліків сигналів з допустимою похибкою $0 \leq \delta_{ст} < \delta_{стmax}$. Для досягнення максимального коефіцієнту стиску з тактом введення інформації необхідно відфільтрувати високочастотні викиди з мінімальними спотвореннями та усунути природну збитковість як двійкових відліків згладженого сигналу так і двійкових послідовностей в сумарному потоці даних. Суть оперативного методу фільтрації полягає в тому, що з врахуванням $f_{дпін}$ та вибраної частоти дискретизації $f_{д} = 2 \cdot K_{ф} \cdot f_{дпін}$ з інтервалом передбачення $t_n > K_{ф} \cdot \Delta t_d$ виявляються екстремальні відліки сигналу, які часто перебувають на фоні високочастотних коливань, де Δt_d – крок дискретизації. Найпростіше пошук екстремумів здійснюється на кривій, отриманій після ковзкого згладжування з вікном $L_z = (3-5)K_{ф} \cdot \Delta t_d$. З метою мінімального спотворення відліків, які знаходяться поблизу екстремуму, в його околиці ($\pm 0.5L_z$) залишаються попередньо отримані згладжені відліки, а на всіх інших ділянках первинного сигналу реалізується процедура усереднення поточних відліків, які максимально характеризують динаміку та тенденцію поведінки огинаючої сигналу. Для цього в межах поточної вибірки сигналу, довжиною $L_y = (3-5)K_{ф} \cdot \Delta t_d$, спочатку упорядковуються амплітуди відліків, наприклад, по наростанню, після чого $d_y < L_y$ (наприклад $d = 0.25L_y$) крайніх відліків зліва і справа відкидаються, тобто не враховуються ті відліки, які явно відхиляються від середньої частини упорядкованих амплітуд. Залишені відліки усереднюються і результат присвоюється поточному відфільтрованому відліку X_i^{ϕ} . Упорядкуванню можуть підлягати абсолютні значення приросту $|\Delta X_i|$. Величини L_y і d_y можуть змінюватись в залежності від поточних величин ΔX_i . На рис.2 наведені результати фільтрації (середня крива $U_{ф}$) фрагментів електрокардіосигналу (верхня крива $U_{вх}$), отриманого в процесі довготривалого спостереження за станом роботи серця людини. Різницевий сигнал (нижня крива) опосередковано відображає поточне вхідне співвідношення $[C/Ш]_{вх}$, величина якого характеризує достовірність отриманих відліків X_i^{ϕ} . Очевидно, що при $[C/Ш]_{вх} < [C/Ш]_{доп}$ відліки є недостовірними і передавати їх по каналу зв'язку недоцільно.

Стиск послідовності відліків X_i^{ϕ} базується на методах визначення та кодування суттєвих і несуттєвих відліків, при цьому суттєві відліки кодуються повним кодом $T_i\{X_i\}$, де $T_i = 1$ – ознака суттєвості відліку, $\{X_i\}$ – двійковий код суттєвого відліку (повний, різницевий, компактний), а несуттєві відліки кодуються одним бітом $T_i=0$. До суттєвих відліків обов'язково відносять екстремальні значення сигналу, які виявляються в процесі фільтрації, та ті суттєві відліки, які згідно з алгоритмом стиску, визначаються між сусідніми екстремумами.

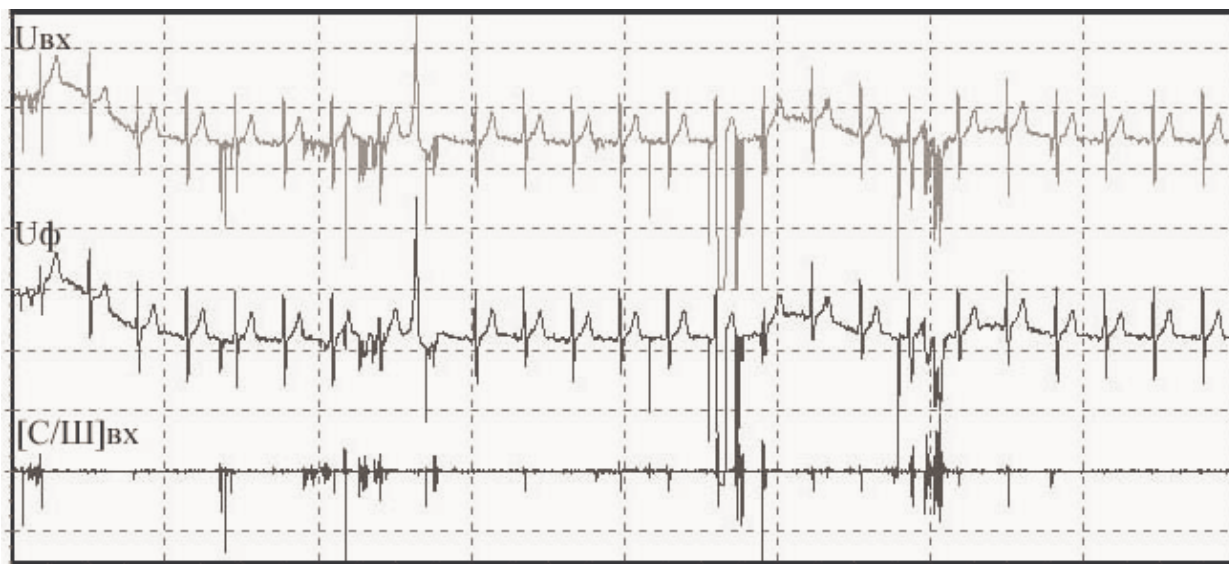


Рис. 2.

Подальше усунення природної збитковості двійкових відліків X^{Φ}_i полягає в компактному кодуванні групи сусідніх суттєвих та несуттєвих відліків адаптивним різницевим або компактним кодами шляхом адаптації як по частоті опиту, так і по амплітуді.

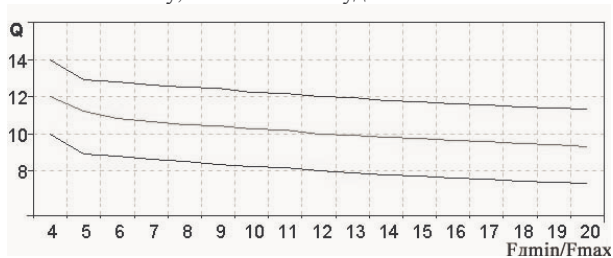


Рис.3.

Для визначення допустимих приростів сигналів з врахуванням розрядності q АЦП на рис.3 наведені залежності максимального приросту Q сигналу в квантах АЦП від величини співвідношення F_{\min}/F_{\max} . Аналіз залежностей рис.3 показує, що при виборі $F_{\min} = 12F_{\max}$ ($K_f=6$) $Q_{\max} = q-2$. Тому при кодуванні відліків адаптивним різницевим r -бітовим кодом, де $3 \leq r \leq Q_{\max}$, проміжні суттєві відліки між двома екстремумами кодуються різницевим кодом без знаку. З метою економії при кодуванні ділянок сигналу з різною динамікою та з різним співвідношенням $[C/\Pi]_{вх}$ компактне кодування тривалих фрагментів сигналу доцільно кодувати кодом $\{(Li)(Si)(Mi)(Ti\{Xi\})\}$, де (Li) – 1-бітовий код тривалості ділянки, (Si) – s -бітовий код поточного співвідношення $[C/\Pi]_{вх}$, (Mi) – код методу стиску та виду адаптації. Подальший стиск інформації базується на усуненні збитковості двійкових послідовностей по методу Хаффмена.

4. Література

[1] Шевчук Б.М., Горін Ф.М., Фраєр С.В. та ін. Оперативне визначення інформаційних станів об'єктів дослідження і управління на основі аналізу системи показників сигналів, що підлягають

контролю / Комп'ютерні засоби, мережі та системи. – 2003. - №2. – с.151-157.

- [2] Шевчук Б.М., Куляс А.І., Горін Ф.М. та ін. Технологія побудови та організація функціонування комп'ютерних мікросільникових радіомереж збору, обробки і передачі інформації / Комп'ютерні засоби, методи та системи. – 2002. - №1. – с.127 – 134.
- [3] Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 128с.
- [4] Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т.1. – М.: Мир, 1984. – 598с.
- [5] Вопросы проектирования преобразователей формы информации / Под общ. ред. А.Н. Кондалева. – Киев: Наук. думка, 1977. – 244с.
- [6] Бахтиаров Г.Д., Малинин В.В., Школин В.П. Аналого – цифровые преобразователи. – М.: Сов.радио, 1980.-280с.
- [7] Гитис Э.Н., Пискулов Е.А. Аналого – цифровые преобразователи. – М. Энергоиздат, 1981. – 360с.
- [8] Гельман М.М. Аналого – цифровые преобразователи для информационных систем. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 320с.
- [9] Багацкий В.А., Грешищев Ю.М., Самус И.В., Фабричев В.А. Преобразователи формы информации с обработкой данных. – Киев: Наук. думка, 1992. – 264с.
- [10] Мирский Г.Я. Микропроцессоры в измерительных приборах. – М.: Радио и связь, 1984. – 160с.
- [11] Шевчук Б.М. Шляхи підвищення ефективності функціонування комп'ютерних радіомереж збору, оброблення та передачі інформації / Оброблення сигналів і зображень та розпізнавання образів : Третя Всеукр. міжнар. конф. – Київ : Укр. асоц. з обробл. інформ. та розпізн. образів, 1996. – с. 262 – 264.