

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

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

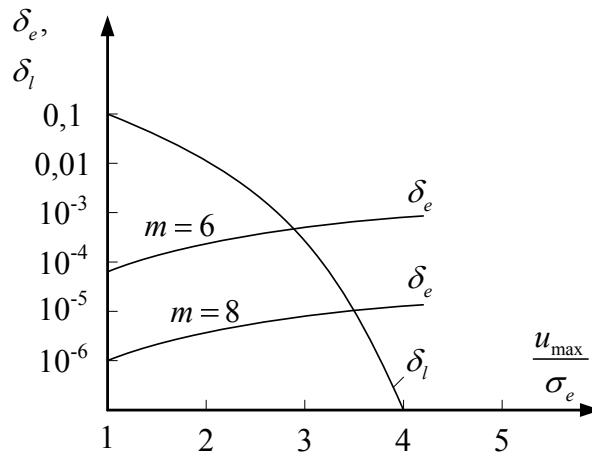


Рисунок 1 – Залежність відносних дисперсій шуму від діапазону зміни рівня обмеження

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.

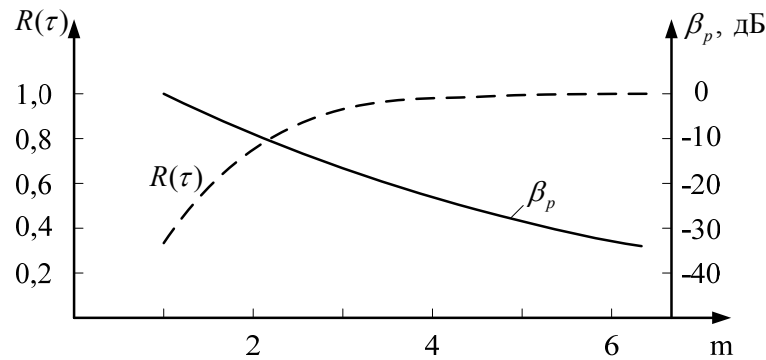


Рисунок 2 – Залежності інформаційного та енергетичного критеріїв ефективності від розрядності АЦП

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.

Стаття надійшла до редакції: 27.05.11.

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 $\Delta U(t)$

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

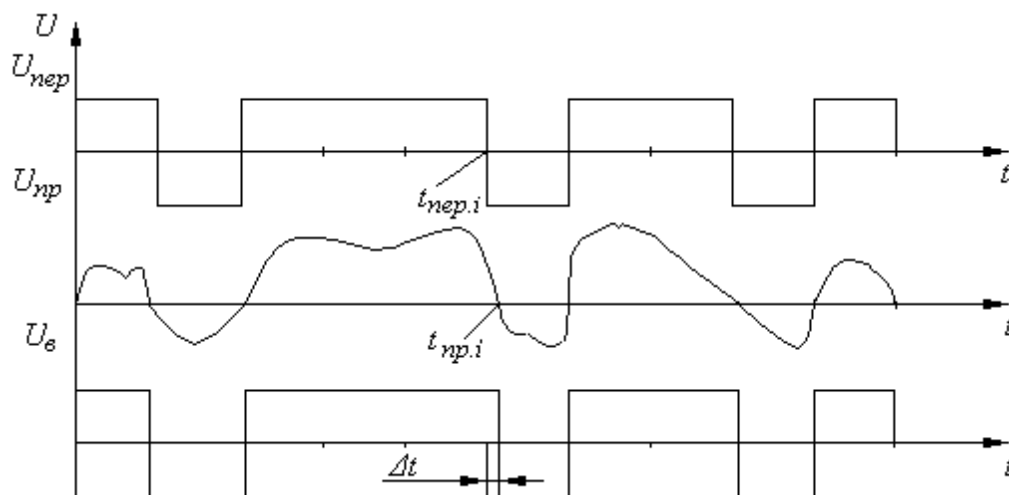


Рисунок 1 – Часові діаграми спотворення сигналів в умовах граничних завад

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

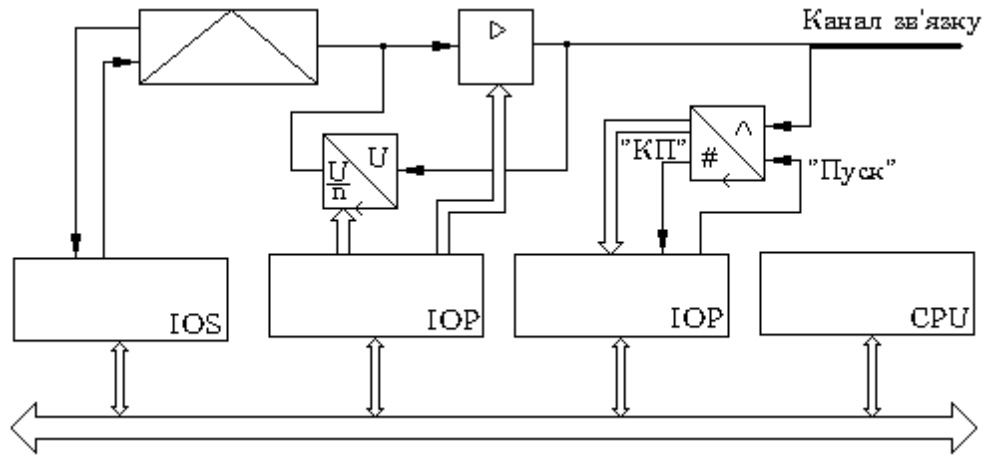


Рисунок 2 – Структура засобів обміну інформацією для реалізації алгоритму адаптації

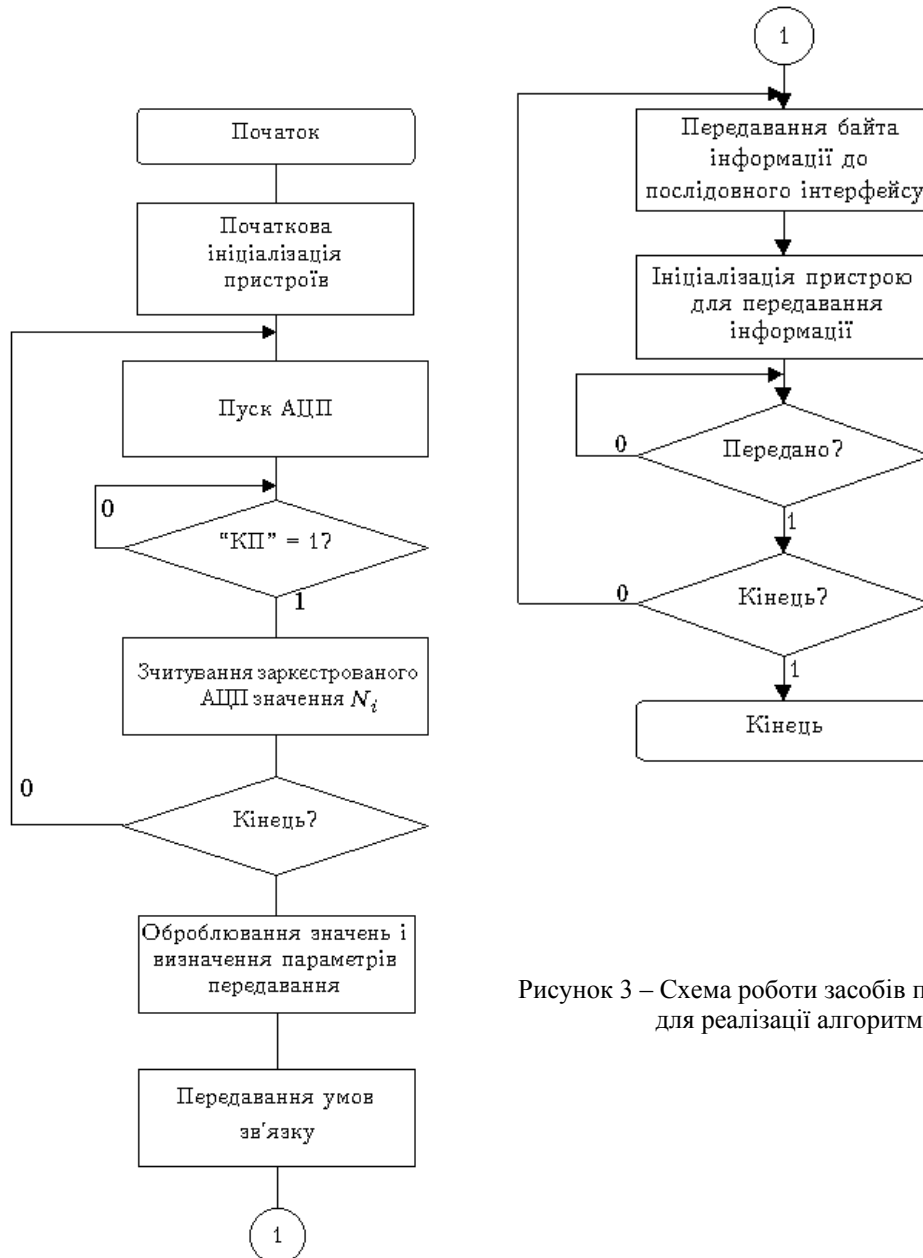


Рисунок 3 – Схема роботи засобів передавання інформації для реалізації алгоритму адаптації

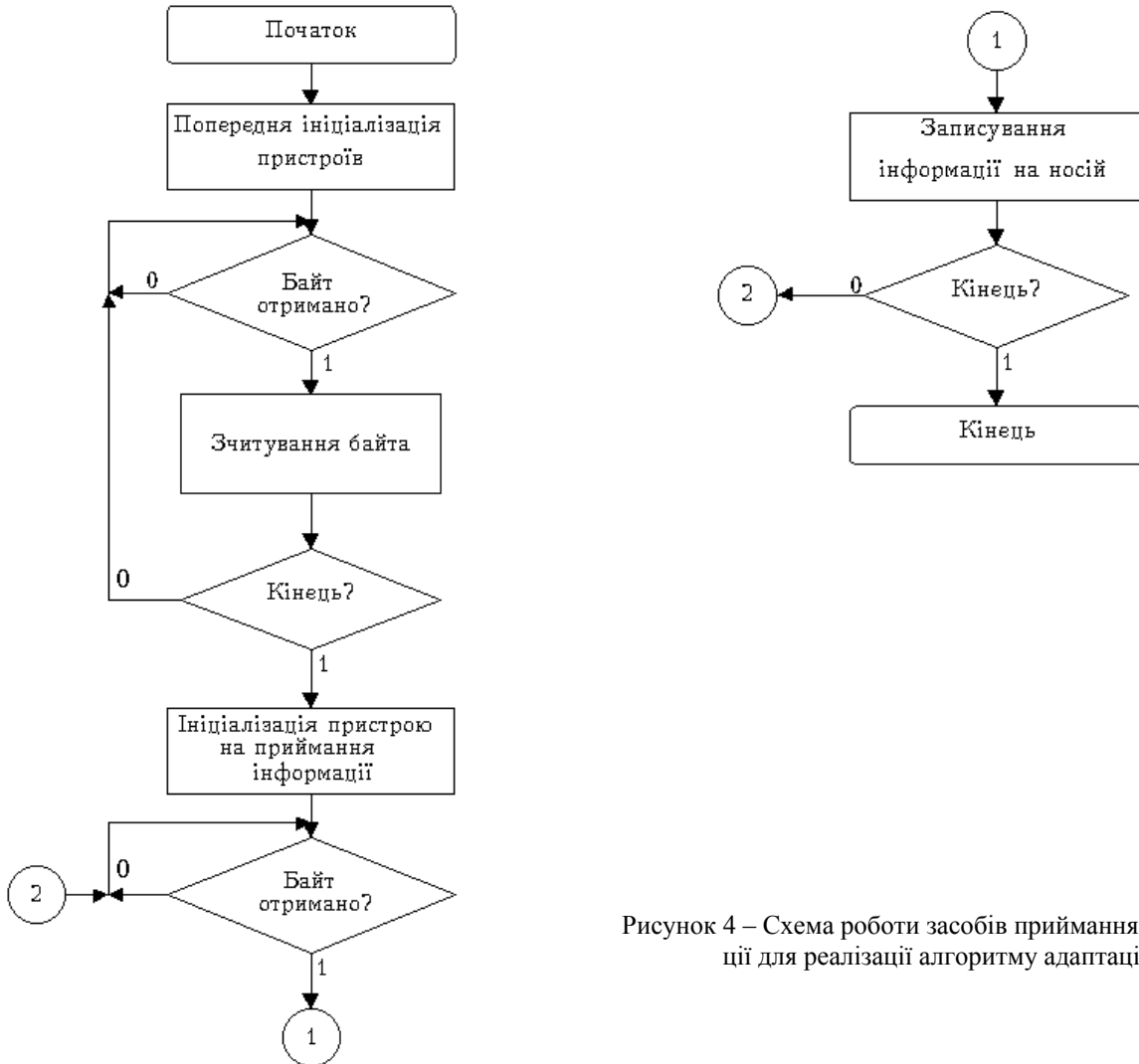


Рисунок 4 – Схема роботи засобів приймання інформації для реалізації алгоритму адаптації

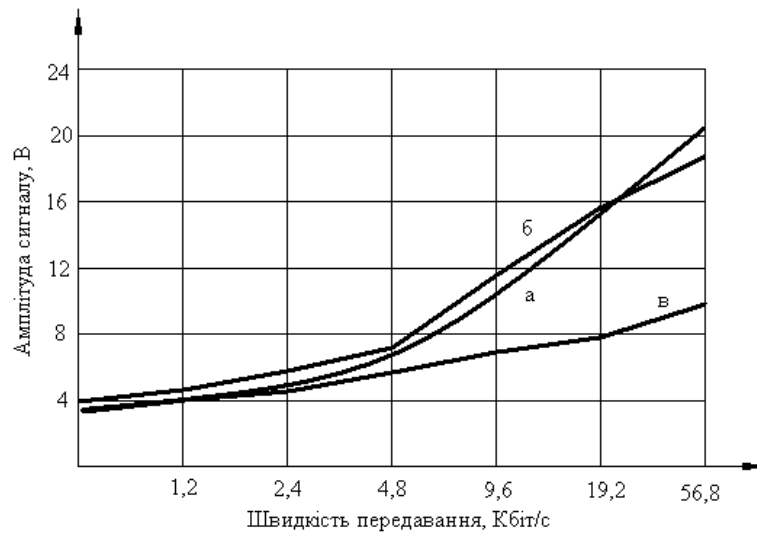


Рисунок 5 – Теоретична та експлуатаційна характеристики пристрою, що реалізує метод адаптації з урахуванням граничних завод: а – теоретична; б – експлуатаційна (без адаптації); в – експлуатаційна з адаптацією

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

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

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., Кривоғубченко 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., Кривоғубченко С.Г., Кривоғубченко 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., Кривоғубченко С.Г., Компанець М.М., Кривоғубченко Д.С.

Стаття надійшла до редакції: 26.05.2010.

Відомості про авторів

Кулик Анатолій Ярославович – д.т.н., доцент, професор кафедри автоматичної 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