

ЕЛЕКТРОНІКА, РАДІОТЕХНІКА ТА ЗАСОБИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

УДК 621.39

С.Г. Бунін, Д.О. Долженко

ОЦІНКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРИЙМАЧА, ЩО РЕАЛІЗУЄ “НЕЕНЕРГЕТИЧНИЙ” СПОСІБ ПРИЙОМУ

In this paper, the impulse radio UWB receiver sensitivity is estimated. The receiver implements “non-energetic” method of signal reception which provides pulses selection with amplitude that exceeds the root mean square value of noise and interference rather than accumulation of received pulses energy. Selected pulses are used to start a generator of pulses with a longer duration and higher amplitude. The latter are processed by a passive match filter. Calculations show that such receiver effectively receives the pulse signals and has a disadvantage of only 2 dB compared with the optimal coherent and 1 dB with non-coherent method of signal reception.

Вступ

Останніми роками велика увага приділяється використанню надширокопasmових імпульсних сигналів (Impulse Radio Ultra Wide Band – IR-UWB) у системах радіозв'язку та радіолокації. Їх використання визначає цілий ряд нових властивостей цих систем порівняно із системами, які використовують вузькосmові та широкопasmові сигнали, засновані на синусоїдальних несучих [1].

Антену IR-UWB передавача випромінює в ефір так звані гауссові моноцикли, які є результатом диференціювання згладжених надкоротких імпульсів постійного струму, що подаються до неї, тривалістю, зазвичай, менше 1 нс (10^{-9} с). Спектр таких імпульсів перебуває в межах від нуля герц до десятків і сотень гігагерц. Тривалість імпульсів визначає максимум спектральної щільності спектра, який має вкладатися у виділений робочий діапазон.

В IR-UWB системах для передачі кожного біта інформації зазвичай використовують взаємоортогональні псевдовипадкові послідовності імпульсів, що дає змогу кодувати кожен з m -го символа передачі, а також здійснювати адресну передачу при множинному доступі до середини передачі за рахунок кодової селекції на прийомній стороні. Крім того, використання множин імпульсів дає можливість реалізовувати прийом через накопичення енергії цих імпульсів при низькому відношенні сигнал–шум.

Класичні системи прийому імпульсних сигналів здійснюються когерентним або некогерентним накопиченням енергії імпульсів. На жаль, ультракороткі імпульси не мають значної енергії через свою досить малу тривалість. Тому для отримання необхідного співвідношення сигнал–шум на вирішувальному пристрої приймача доводиться або використовувати велику кількість імпульсів, які припадають на біт ін-

формації, що знижує швидкість передачі, або підвищувати амплітуду імпульсів до значних, часто непрактичних величин, потрібних, наприклад, для далекого радіозв'язку. Перший підхід зменшує ансамбль ортогональних сигналів при заданих швидкостях передачі, другий – вимагає джерел високоамплітудних надкоротких імпульсів. Вплив таких імпульсів на навколишнє середовище передавача і радіоелектронну апаратуру поки що маловивчений.

У працях [2–4] запропоновано новий спосіб, який умовно названий “неенергетичним”, і пристрої прийому надкоротких імпульсних сигналів. Суть способу полягає в тому, що замість накопичення енергії імпульсів, що приймаються, в приймачі виконується селекція імпульсів, амплітуда яких перевищує усереднене значення шумів і перешкод. Для реалізації цього процесу сигнал із шумом піддається квадратуванню, тобто випрямленню, виділяється середньоквадратичне значення сигналу, шумів і завад, а також через диференціювання виділяються надкороткі складові згаданої вище суміші. Далі за допомогою компаратора здійснюється селекція тих імпульсів, амплітуда яких перевищує середньоквадратичне значення суміші шуму, завад і сигналу. Відселектовані імпульси використовуються для запуску власного генератора імпульсів постійного струму в приймачі. Амплітуда та тривалість згенерованих “стандартних” імпульсів вибираються такі, які забезпечують подальшу їх обробку пасивним погодженим фільтром з характеристиками, що практично реалізуються. Іншими словами, замість селекції прийнятих надкоротких імпульсів й інтеграції їх енергії в приймачі здійснюються генерація власних високоенергетичних імпульсів, синхронних з тими, що приймаються, і їх кореляційна обробка за допомогою погодженого фільтра на основі лінії затримки.

Постановка задачі

Мета дослідження – оцінити завадостійкість приймача, що реалізує “неенергетичний” спосіб прийому.

Ймовірність помилки приймача, що реалізує “неенергетичний” спосіб прийому

Функціональну схему приймача, який реалізує “неенергетичний” спосіб прийому, наведено на рис. 1.

Як відомо, ймовірність помилки визначається відношенням сигнал–шум на вирішувальному пристрої приймача. У нашому випадку вирішувальним є пороговий пристрій, включений на виході суматора погодженого фільтра з величиною порога, рівною половині різниці між рівнем сигналу і шумів (при передачі двійкової інформації з “пасивною паузою”), або пристрій порівняння рівнів сигналів, що подають нуль і одиницю при передачі сигналів з “активною паузою”.

Ймовірність помилки в цьому способі прийому визначається сумою таких процесів: 1) ймовірністю генерації імпульсів однобібратором за рахунок шумів; 2) ймовірністю інтерпретації імпульсів, створених шумами, як інформаційних символів; 3) ймовірністю пропускання інформаційних імпульсів через їх низький рівень відносно усередненого рівня шумів. Розглянемо ці складники.

Ймовірність генерації імпульсів за рахунок шумів. Вважаємо, що на вхід схеми надходить шум з нормальною одновимірною щільністю ймовірності

$$W(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right),$$

де σ – дисперсія шуму; u – значення шуму.

Реалізація шуму $u(t)$ проходить через випрямляч з квадратичною вольт-амперною ха-

рактеристикою. Шум на виході випрямляча (в точці А) рівний $i = au^2$, ($a > 0$). Візьмемо коефіцієнт пропорційності $a = 1$.

Після проходження шуму через випрямляч (у точці А) у нього з'явиться постійний складник (математичне сподівання) [5]:

$$m_{\text{кв}} = \int_0^{\infty} u^2 W_{\text{кв}} du, \quad (1)$$

а також зміниться дисперсія

$$\sigma_{\text{кв}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (u^2 - m_{\text{кв}})^2 W_{\text{кв}} du \quad (2)$$

і щільність ймовірності складників шуму

$$W_{\text{кв}}(u) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}u\sigma} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3)$$

Шум після випрямляча надходить одночасно на входи інтегрального ланцюга та диференціуючого ланцюга з діодом відновлення постійного складника (ВПС) для прив'язки відеосигналу до нуля (рис. 2).

На виході інтегрального ланцюга зі сталою часу $T_{\text{іл}} = RC$ з'являється середньоквадратична напруга шуму, яка визначається за формулою

$$U_{\text{скв}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_t^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{RC} P_{\text{ш}} \int_0^{RC} 1 dt} = \sqrt{P_{\text{ш}}}. \quad (4)$$

Напруга $U_{\text{скв}}$ подається на один із входів компаратора і визначає поріг його спрацьовування.

Диференціуючий ланцюг є фільтром верхніх частот. Залежно від сталої часу ланцюга $T_{\text{дл}} = RC$, яка визначає частоту зрізу фільтра, енергетичний спектр сигналу та шуму на виході фільтра зменшується і визначається частотними складниками вищим за частоту зрізу. Амплітудно-частотна характеристика диферен-

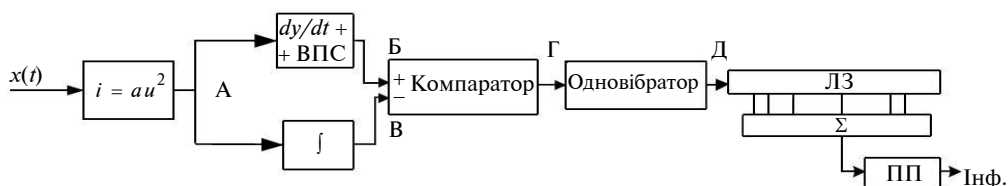


Рис. 1. Функціональна схема приймача: ВПС – відновлювач постійного складника; ∫ – інтегратор; ЛЗ – лінія затримки; ПП – пороговий (вирішувальний) пристрій

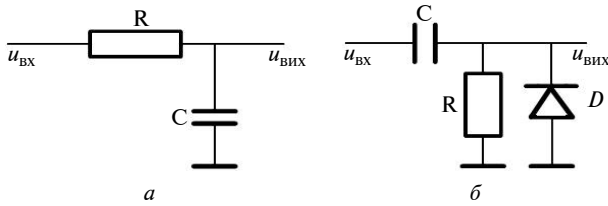


Рис. 2. Схеми інтегрального ланцюга (а) та диференціюючого ланцюга з діодом відновлення постійного складника (б)

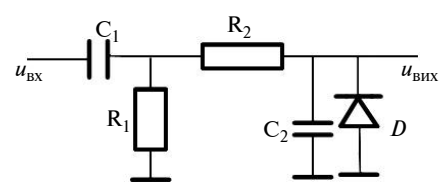


Рис. 3. Еквівалентний смуговий ланцюг з відновником постійного складника

ціуючого ланцюга має такий вигляд:

$$K(\omega) = \frac{\omega T_{дл}}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{дл}^2}}$$

Енергетичний спектр на виході диференціюючого ланцюга визначається як

$$G_{вх}(\omega) = G_{вх}(\omega) \frac{\omega T_{дл}}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{дл}^2}}$$

Дисперсія вихідного шуму ідеального диференціюючого ланцюга теоретично дорівнює нескінченності:

$$\sigma^2 = \int_0^{\infty} G_{вх}(\omega) d\omega = \infty$$

На практиці верхня межа інтегрування встановлюється штучно (наприклад, частотою 10,6 ГГц відповідно до [1]) або природним чином за рахунок обмеженості смуг пропускання приймальних пристроїв на надвисоких частотах.

Для здобуття статистичних характеристик сигналу на виході диференціюючого ланцюга обмежимо смугу спектра шуму значеннями 3,1–10,6 ГГц, вважаючи його рівномірним у цій смузі [1].

Таке обмеження смуги частот можна подати як включення послідовно з диференціюючим ланцюгом інтегрального ланцюга (рис. 3).

Коефіцієнт передачі такого смугового пристрою дорівнює [6]

$$K(\omega) = \frac{u(\omega)}{B(u^2(\omega) + Du(\omega) + E)} = \frac{u(\omega)}{B \left(u(\omega) + \frac{1}{T_a} \right) \left(u(\omega) + \frac{1}{T_b} \right)}$$

де $B = R_2 C_2$, $D = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2}$, $E = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$.

Частотну характеристику такого ланцюга показано на рис. 4.

Дисперсія шуму на виході смугового ланцюга RC [7] становить

$$\sigma^2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u_{вх}^2(\omega) K^2(\omega) d\omega \quad (5)$$

За відсутності відновника постійного складника на виході RC ланцюга (діод D) середнє значення шуму (математичне сподівання) дорівнює нулю. Відновник постійного складника “прив’язує” вихідний шум до нуля, внаслідок чого з’являється постійний складник – математичне сподівання m . Значення постійного складника знаходимо за формулою (6), оскільки діод D є випрямлячем, аналогічним схемі квадратора на вході приймача:

$$U_{скв} = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{P} \quad (6)$$

На рис. 5 наведено форми шуму в різних точках схеми рис. 1.

Проінтегрований шум і шум з виходу смугового ланцюга RC з постійним складником подаються на протилежні за полярністю входи компаратора. Компаратор можна подати у вигляді операційного підсилювача без глибокого негативного зворотного зв’язку, тобто як такий, що працює в режимі перемикавання залеж-

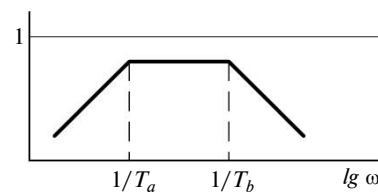


Рис. 4. Частотна характеристика смугового ланцюга RC

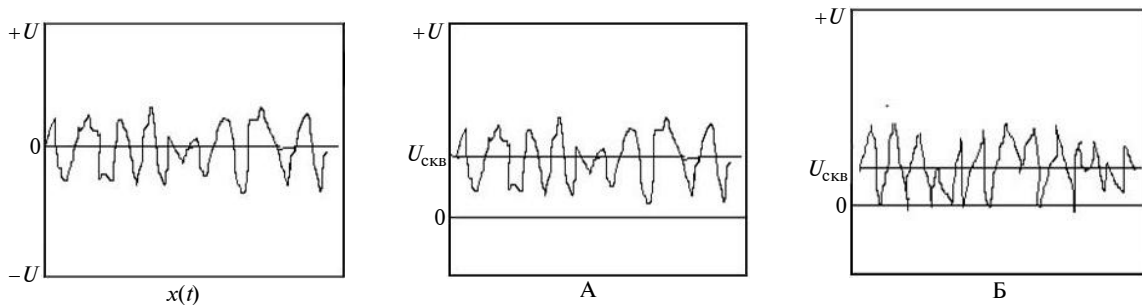


Рис. 5. Шум у різних точках функціональної схеми приймача: $x(t)$ – на вході приймача; А – на виході випрямляча; Б – на виході диференціюючого ланцюга

но від співвідношення напруги на його входах. Наприклад, позитивна напруга на його виході з'являється в моменти часу, коли сума імпульсів шуму і його постійний складник перевищують середньоквадратичне значення шуму в точці В схеми. Регулюванням (ручним або автоматичним) відношення цих сигналів можна встановити інтенсивність імпульсів на виході компаратора. Таке регулювання може бути застосоване для підвищення або зниження чутливості компаратора залежно від рівня сигналу, що приймається.

Передні фронти імпульсів з компаратора запускають одновібратор, який генерує "стандартні" імпульси заданої амплітуди та тривалості (рис. 6). Ці імпульси далі розпізнаються пасивним погодженим фільтром на основі лінії затримки.

Отже, помилкові імпульси виникають тоді, коли пікові значення імпульсів шуму перевищують його середньоквадратичне значення. На рис. 7 суцільною лінією показано закон розподілу амплітуд шуму з дисперсією $\sigma_{\text{КВ}}^2$, штриховою лінією показано середньоквадратичне значення напруги шуму $U_{\text{СКВ}}$. Заштрихована область відповідає ймовірності перевищення ім-

пульсами шуму його середньоквадратичного значення і, таким чином, визначає ймовірність помилкової генерації імпульсів:

$$P_{\text{пом шум}} = \int_{U_{\text{СКВ}}}^{\infty} W_{\text{КВ}} du. \quad (7)$$

Відзначимо, що підвищення середньоквадратичного рівня шуму зменшує ймовірність появи імпульсів за рахунок шуму на виході компаратора, але одночасно знижує чутливість приймача, оскільки амплітуда імпульсу корисного сигналу також має перевищити середньоквадратичний рівень.

На рис. 7 показано ймовірність перевищення викидами шуму свого середньоквадратичного значення (заштрихована область), яка визначає ймовірність генерації "стандартних" імпульсів одновібратором.

Ймовірність інтерпретації "стандартних" імпульсів, створених шумами, як інформаційних символів. Помилкова генерація "стандартних" імпульсів за рахунок шумів і завод не обов'язково викликає прийняття помилкового біта інформації. Для помилкового прийому потрібно, щоб згенеровані імпульси були розпізнані пасивним погодженим фільтром (ППФ) на основі лінії затримки, включеним після одновібра-

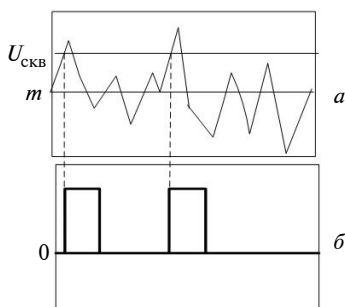


Рис. 6. Генерація "стандартних" імпульсів за рахунок імпульсів шуму, що перевищують середньоквадратичне значення: а – сигнали на вході компаратора; б – "стандартні" імпульси на виході одновібратора

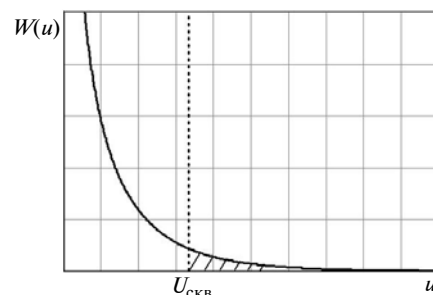


Рис. 7. Ймовірність появи імпульсів за рахунок шумів

тора. Для цього потік помилкових імпульсів має корелюватися з комплексно-зв'язаною імпульсною характеристикою фільтра. Іншими словами, на всіх або більшості відводів лінії затримки має одночасно з'явитися напруга від згенерованих імпульсів.

Припустимо, що сигнал представлений N імпульсами при кількості імпульсів, що вкладаються в лінію затримки ППФ, рівній M , $M \gg N$. Таке співвідношення вибирається для того, щоб можна було реалізувати багатосимвольну передачу на різних ортогональних послідовностях або здійснювати одночасну передачу багатьма абонентами в радіомережах із множинним доступом. Рішення про прийом символу зазвичай приймається за мажоритарним принципом: тоді, коли погоджений фільтр "виявив" більше половини імпульсів, що представляють символ, тобто

$$(N_{\text{пр}} / 2 + 1) / N > 0,5.$$

Ймовірність того, що помилковий імпульс потрапить на один конкретний відвід лінії затримки ППФ, дорівнює $1/M$, а ймовірність того, що помилкові імпульси потраплять на $N/2 + 1$ відводів одного абонента, становить

$$P_{\text{збіг}} = 1/M^{\left(\frac{N}{2}+1\right)}. \quad (8)$$

У результаті ймовірність помилки приймача, викликана генерацією помилкових імпульсів шумами, за відсутності корисного сигналу визначатиметься добутком ймовірностей

$$P_{\text{помл}} = P_{\text{пом шум}} P_{\text{збіг}} = \int_{U_{\text{СКВ}}}^{\infty} W_{\text{КВ}} du \left(1/M^{\left(\frac{N}{2}+1\right)} \right). \quad (9)$$

Ймовірність пропускання сигнальних імпульсів за наявності шумів. Для вирішення цього завдання зручно скористатись методикою "правильного виявлення і помилкової тривоги" [8]. Подамо шум і суміш сигналу з шумом умовною щільністю ймовірності $W_{\text{ш}}$ і $W_{\text{с+ш}}$. Згідно з цією методикою помилкова відповідь може бути дана у двох несумісних між собою випадках: коли сигнал відсутній, але напруга шуму перевищує значення порога (середньоквадратичну напругу шуму), або коли сигнал присутній, проте, ймовірність спрацювання компаратора визначається в основному шумами, а не

сигналом. Такі події відомі в літературі, як "помилкова тривога" та "пропускання цілі". "Помилкова тривога" відповідає ймовірності помилкової генерації імпульсів шумами і розраховується за (7).

Позначимо ймовірність "помилкової тривоги" – $P_{\text{п.т}}$, а ймовірність "пропускання цілі" – $P_{\text{п.ц}}$. Тоді ймовірність пропускання імпульсу визначатиметься як ймовірність "пропускання цілі":

$$P_{\text{помл імпл}} = P_{\text{п.ц}} = \int_{-\infty}^{U_{\text{СКВ}}} W_{\text{с+ш}} du.$$

Слід зазначити, що вигляд щільності розподілу суміші сигналу та шуму після проходження через квадратор і диференціюючий ланцюг також дещо зміниться.

Як показано у праці [5], щільність розподілу матиме такий вигляд:

$$W_{\text{с+ш}}(u) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}u\sigma} \exp\left(-\frac{(\sqrt{u}-m)^2}{2\sigma^2}\right),$$

де σ – дисперсія шуму після проходження квадратора і диференціюючого ланцюга; m – середнє значення суміші сигналу з шумом.

На рис. 8 показано щільність ймовірності шуму (суцільна лінія) і сигналів різної амплітуди в суміші з шумами, максимальне значення щільності ймовірності (математичне сподівання) яких позначене U_{c1} , U_{c2} відповідно. Вертикальна лінія відображає середньоквадратичне значення шумів, що є порогом спрацювання компаратора $U_{\text{СКВ}}$. Область $P_{\text{п.т}}$ відображає ймовірність спрацювання компаратора від

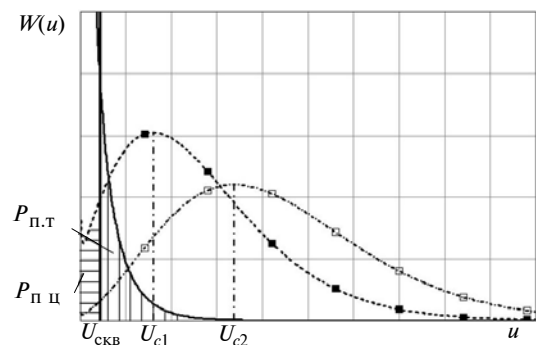


Рис. 8. Щільності ймовірності шуму та суміші сигналу з шумом: — шум $W_{\text{ш}}$; ■■ – суміш сигналу та шуму $W_{\text{с1+ш}}$ при $U_{c1} = 15$ мкВ; ▨▨ – суміш сигналу та шуму $W_{\text{с2+ш}}$ при $U_{c2} = 20$ мкВ; — – середньоквадратична напруга шуму $U_{\text{СКВ}}$

шумів, область $P_{пц}$ – допорогову область компаратора, тобто відсутність генерації імпульсів одновібратором.

Розглянемо ймовірність правильного розпізнавання символу погодженим фільтром з потоку “стандартних” імпульсів, що були згенеровані сигналом і шумами. Для цього скористаємося таким міркуванням. Ймовірність того, що при m випробуваннях подія A з’явиться k разів, визначається формулою [5]

$$P_m(k) = C_m^k p^k q^{m-k},$$

де C_m^k – число можливих поєднань з m елементів по k ($C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!}$); p – ймовірність настання події A ; $q = (1-p)$ – ймовірність настання події, протилежної A .

Скориставшись наведеним співвідношенням, запишемо ймовірність достовірного прийому одного біта інформації P_1 , враховуючи, що помилка не виникне, якщо прийнято більше ніж $N/2 + 1$ імпульсів від загальної кількості M :

$$P_1 = C_{\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}+1} (1-q)^{\frac{N}{2}+1} q^{\frac{N}{2}-1} + C_{\frac{N}{2}+2}^{\frac{N}{2}+2} \times \\ \times (1-q)^{\frac{N}{2}+2} q^{\frac{N}{2}-2} + \dots + C_N^N (1-q)^N q^0,$$

де q – ймовірність пропускання одного імпульсу; C_x^y – число поєднань з x елементів по y .

Відповідно, ймовірність помилкового прийому одного біта інформації може бути виражена формулою

$$P_{пом2} = 1 - P_1 = 1 - \left[C_{\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}+1} (1-q)^{\frac{N}{2}+1} \times \right. \\ \times q^{\frac{N}{2}-1} + C_{\frac{N}{2}+2}^{\frac{N}{2}+2} (1-q)^{\frac{N}{2}+2} q^{\frac{N}{2}-2} + \dots + \\ \left. + C_N^N (1-q)^N q^0 \right]. \quad (10)$$

Таким чином, загальну ймовірність помилки приймача, що реалізує “неенергетичний” прийом, можна обчислити додаванням двох ймовірностей $P_{пом1}$ і $P_{пом2}$:

$$P_{пом} = P_{пом1} + P_{пом2},$$

де $P_{пом1}$ обчислюється за (9), а $P_{пом2}$ – за (10).

Задаючи різні значення допустимої помилки прийому, можна розрахувати необхідну ймовірність помилки прийому одного імпульсу. Знаючи ймовірність помилки прийому одного імпульсу і потужність шумів, нескладно оцінити необхідне значення напруги та потужності імпульсів, що приймаються, для забезпечення заданої ймовірності помилки.

При збільшенні кількості імпульсів N необхідні значення напруги та потужності сигнальних імпульсів, що приймаються, можуть бути зменшені, оскільки в погодженому фільтрі здійснюється підсумовування напруги імпульсів. Проте зниження потужності приймальних імпульсів обмежується ймовірністю їх пропускання q (10). При значному зниженні потужності імпульсів за рахунок збільшення їх кількості N (відношення сигнал–шум на вирішувальному пристрої зростає не прямо пропорційно) та через збільшення ймовірності пропускання імпульсів q , що наведено на рис. 8, зсув медіани щільності ймовірності вліво призводить до збільшення ймовірності пропускання імпульсів (область $P_{пц}$) і погіршення співвідношення ймовірності генерації імпульсів внутрішнім генератором за рахунок сигналу та шуму.

Тому збільшення кількості імпульсів для передачі одного біта сигналу має сенс не з точки зору підвищення чутливості приймача, а для зниження помилки при обробці сигналу погодженим фільтром. До того ж вибір ансамблів сигналів з великими базами сигналів забезпечує вибірковість (ортогональність сигналів) приймачів відносно інших сигналів у радімережі.

Приклад розрахунку ймовірності помилки приймача

Розглянемо приклад розрахунку ймовірності помилки приймача, що реалізує “неенергетичний” спосіб прийому.

Виконаємо оцінку потужності шумів приймача. Для розрахунку візьмемо коефіцієнт шуму приймача $\text{Ш} = 3$ дБ ($\text{Ш} = 2$). Шумова температура приймача становитиме

$$T_r = (\text{Ш} - 1) T_0 = (2 - 1) 290 = 290 \text{ K},$$

де Ш – коефіцієнт шуму приймача; $T_0 = 290^\circ$ – стандартна шумова температура.

Знаючи шумову температуру, визначимо потужність шумів $P_{\text{ш}}$ із врахуванням обмежень на робочий діапазон частот [1]. Потужність шумів у смузі $\Pi = 10,6 - 3,1 = 7,5$ ГГц дорівнює

$$P_{\text{ш}} = k T_r \Pi = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 7,5 \cdot 10^9 = \\ = 3 \cdot 10^{-11} \text{ Вт.}$$

У результаті проходження шуму через квадрат його математичне сподівання і дисперсія (потужність) зміняться згідно з (1) і (2).

Використовуючи (4), обчислимо значення середньоквадратичної напруги шуму:

$$U_{\text{СКВ}} = \sqrt{\sigma_{\text{КВ}}^2} = \sqrt{1,89 \cdot 10^{-21}} = 4,35 \cdot 10^{-11} \text{ В.}$$

Таким чином, використовуючи знайдене значення середньоквадратичної напруги шуму, визначимо ймовірність помилкової генерації імпульсів шумами (7), яка становитиме $P_{\text{пом шум}} = 0,365$.

Введемо поняття бази сигналу B як кількість імпульсів, що передаються на 1 біт інформації. Пасивний погоджений фільтр є лінією затримки із суматором. Під час прийому виконується підсумовування енергії імпульсів на відводах лінії затримки. Тобто для забезпечення необхідної достовірності необхідно або забезпечити потрібну амплітуду імпульсу при $B=1$, або, збільшуючи базу сигналу, знизити амплітуду імпульсів.

Розглянемо приклад розрахунку завадостійкості приймача за таких вихідних умов: приймач працює в радімережі з десятьма абонентами, які використовують сигнали з базою $B=10$ для реалізації ортогональності їх сигналів. При використанні строго ортогональних псевдовипадкових послідовностей для вирішення цього завдання в погоджених фільтрах приймачів такої радімережі необхідні лінії із затримкою, рівною тривалості біта сигналів, і має бути 10 незбіжних варіантів з відводів. У кожному приймачі прийом здійснюється за мажоритарним принципом, згідно з яким сигнал вважається прийнятим, якщо прийнято 6 або більше імпульсів з 10.

Ймовірність того, що помилкові імпульси за рахунок шуму одночасно потраплять на 6 відводів лінії затримки і згенерують помилковий біт інформації, відповідно до (8) становитиме

$$P_{\text{збіг}} = 1 \cdot 10^{-12}.$$

Ймовірність помилки, викликані помилковою генерацією імпульсів шумами, відповідно до (9) дорівнюватиме

$$P_{\text{пом1}} = P_{\text{пом шум}} P_{\text{збіг}} = 0,365 \cdot 10^{-12}.$$

З проведеного розрахунку можна зробити висновок, що така ймовірність значно менша ймовірності помилкової генерації “стандартних” імпульсів шумами та не чинить істотного впливу на завадостійкість приймача. Вагомий вклад у ймовірність помилки вносить пропускання сигнальних імпульсів за наявності шумів при низькому відношенні сигнал–шум на вході приймача (“пропускання цілі”).

Для цих умов ймовірність бітової помилки, викликана пропусканням сигнальних імпульсів, згідно з (10) становитиме

$$P_{\text{пом2}} = 1 - [C_{10}^6 (1-q)^6 q^4 + C_{10}^7 (1-q)^7 q^3 + \\ + \dots + C_{10}^{10} (1-q)^{10} q^0].$$

Загальна ймовірність помилки приймача, який реалізує “неенергетичний” спосіб прийому, відповідно визначається сумою двох ймовірностей $P_{\text{пом1}}$ і $P_{\text{пом2}}$:

$$P_{\text{пом}} = P_{\text{пом1}} + P_{\text{пом2}} = 0,365 \cdot 10^{-12} + 1 - \\ - [C_{10}^6 (1-q)^6 q^4 + C_{10}^7 (1-q)^7 q^3 + \dots + \\ + C_{10}^{10} (1-q)^{10} q^0].$$

Задаючи ймовірність помилки приймача в діапазоні $P_{\text{пом}} = 10^{-1} - 10^{-7}$, розрахуємо ймовірність пропускання одного імпульсу q , використовуючи програмний пакет Mathcad 14. Скориставшись наведеними вище міркуваннями про щільність ймовірності шуму та суміші сигналу з шумом, визначимо необхідну напругу й імпульсну потужність. У таблиці наведено розрахунок відношення сигнал–шум для бази сигналу 1 і 10.

Для наочності подамо отримані результати у вигляді графічних залежностей ймовірності помилки від відношення сигнал–шум. На рис. 9, а наведено криві завадостійкості приймачів, які реалізують оптимальний когерентний, некогерентний прийоми [9], “неенергетичний” прийом, а також TR-приймача (Transmitted reference receiver).

Таблиця. Показники завадостійкості "неенергетичного" приймача

Ймовірність помилки на біт інформації (BER)	Ймовірність помилки прийому одного імпульсу		Необхідна напруга імпульсу, мкВ		Необхідна імпульсна потужність, 10^{-10} Вт		Потужність шумів, Вт		Необхідне відношення сигнал–шум, дБ	
	База сигналу									
	1	10	1	10	1	10	1	10	1	10
10^{-1}	10^{-1}	0,267	13,4	9	1,79	0,81	3·10 ⁻¹¹		7,76	4,31
10^{-2}	10^{-2}	0,15	19,2	11,8	3,69	1,39			10,89	6,66
10^{-3}	10^{-3}	0,09	23,5	13,7	5,52	1,88			12,65	7,97
10^{-4}	10^{-4}	0,055	26,9	15,2	7,24	2,31			13,83	8,86
10^{-5}	10^{-5}	0,034	29,9	16,5	8,94	2,72			14,74	9,57
10^{-6}	10^{-6}	0,021	32,6	17,6	10,6	3,09			15,48	10,13
10^{-7}	10^{-7}	0,013	35	18,6	12,3	3,46			16,13	10,62

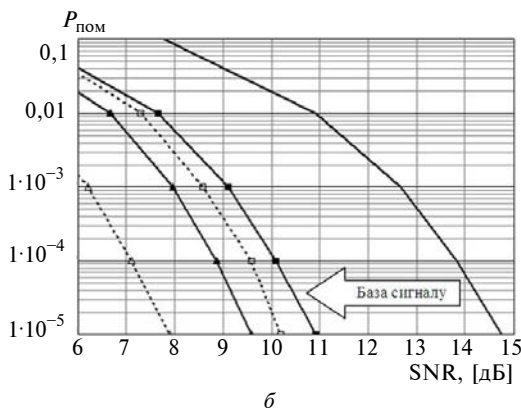
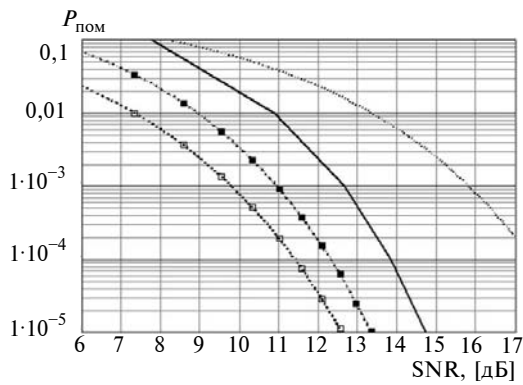


Рис. 9. Криві завадостійкості різних способів прийому для бази сигналу $B=1$ (а): \cdots – TR-приймач; $—$ – "неенергетичний" прийом; $-\square-$ – оптимальний некогерентний прийом; $-\circ-$ – оптимальний когерентний прийом; та завадостійкість "неенергетичного" прийому для різних значень бази сигналу B (б): $—$ – $B=1$; $-\square-$ – $B=5$; $-\circ-$ – $B=8$; $-\triangle-$ – $B=10$; $-\diamond-$ – $B=20$

Для порівняння вибрано саме TR-приймач, тому що він відносно просто реалізується на практиці [10]. В основі роботи TR-приймача лежить послідовне передавання сигналу з певною часовою затримкою. На прийомній стороні

один з них розглядається як опорний. Приймач являє собою активний корелятор, на входи помножувача якого передаються послідовно обидві копії сигналу, проте, на один із входів сигнал подається через лінію затримки з величиною затримки, рівною затримці копії сигналу в передавачі. При цьому в помножувачі корелятора відбувається збіг затриманого при передаванні сигналу з незатриманим при прийомі. Вважається, що такий приймач програє 6 дБ у відношенні сигнал–шум приймачу з когерентним способом прийому через вплив шумів на основний і затриманий сигнали.

На рис. 9, б наведено криві завадостійкості "неенергетичного" приймача для різних значень бази сигналу ($B=1, 5, 8, 10$ і 20).

Отримані результати свідчать, що при $B=1$ запропонований "неенергетичний" спосіб прийому програє близько 2 дБ оптимальному когерентному прийому, близько 1 дБ – некогерентному прийому і виграє більше 3 дБ у способі прийому з опорним сигналом. На рис. 9, б показано, що при збільшенні бази сигналу необхідне відношення потужність імпульсу–потужність шуму зменшується, що пов'язано з підсумовуванням енергії імпульсів у пасивному погодженому фільтрі. Так, при $B=10$ завадостійкість "неенергетичного" прийому покращується на 5 дБ.

Проте, як зазначено вище, збільшення бази сигналу до великих значень не дає можливості пропорційно знижувати потужність імпульсів через те, що збільшується ймовірність їх пропускання.

Висновки

Під час прийому імпульсних над широко-смугових сигналів теоретично можлива реалі-

зація як когерентного, так і некогерентного кореляційних способів прийому. Однак при реалізації когерентного способу прийому виникають значні труднощі, пов'язані з високими вимогами до систем синхронізації або точності виготовлення пасивних погоджених фільтрів. Певною мірою ці проблеми вирішуються при використанні некогерентного способу прийому, при якому враховується енергія імпульсу, а не його форма. Проте надкороткі імпульси, які зазвичай використовуються в радіозв'язку, несуть незначну енергію, і тому класичні методи прийому з накопиченням енергії прийнятого сигналу не є ефективними.

Розглянутий “неенергетичний” спосіб прийому і приймач, що його реалізує, дають змогу забезпечити досить високі показники завадостійкості за відносної простоти реалізації приймача.

Однією з головних переваг цього способу є зменшення вимог до точності виконання пасивного погодженого фільтра, оскільки здійснюєть-

ся обробка імпульсів заданої енергії і тривалості, які були згенеровані в самому приймачі.

Наведені розрахунки засвідчили, що використання “неенергетичного” прийому дає можливість досягнути вираш понад 3 дБ порівняно з TR-приймачем, при програші оптимальному когерентному та некогерентному прийому близько 2 і 1 дБ відповідно. При збільшенні бази сигналу, тобто зростанні кількості імпульсів, які представляють сигнал, їх імпульсна потужність може бути знижена пропорційно базі до певних меж, що визначаються значенням ймовірності пропускання імпульсів через зниження відношення сигнал–шум на вході приймача.

Подальшим напрямом дослідження є покращення показників чутливості та завадостійкості приймача, що реалізує “неенергетичний” спосіб прийому, введенням системи автоматичної оптимізації характеристик його каскадів до відношення сигнал–шум під час прийому сигналів у конкретних умовах.

1. *Nekoogar Faranak*. Ultrawideband Communications: Fundamentals and Applications. – New Jersey: Prentice Hall, 2005. – 240 p.
2. *Бунин С.Г.* “Неенергетический” прием ультракоротких импульсных сигналов // *Telecommunication Sciences*. – 2010. – 1, N 1. – P. 7–13.
3. *Пріоритетна* заявка на винахід №a2010 06787 від 01.06.2010. Спосіб прийому коротких імпульсних радіосигналів та пристрій, що його реалізує.
4. *Позитивне* рішення на корисну модель №u2010 06786 від 01.06.2010. Спосіб прийому коротких імпульсних радіосигналів.
5. *Заездный А.М.* Основы расчетов по статистической радиотехнике. – М.: Связь, 1969. – 448 с.
6. *Лэндли Р., Дэвис Д., Альбрехт А.* Справочник радиоинженера. – М.: Гос. энергет. изд-во, 1961. – 704 с.
7. *Медиченко М.П., Литвинов В.П.* Радиотехнические цепи и сигналы. Ч. 2. – М.: МГОУ, 2011. – 120 с.
8. *Чердынцев В.А.* Радиотехнические системы. – М.: Высшая шк., 1988. – 370 с.
9. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
10. *Khan Muhammad Gufran*. On Coherent and Non-Coherent Receiver Structures for Impulse Radio UWB Systems. – Blekinge Institute of Technology Licentiate Dissertation. – Series N 2009:02.

Рекомендована Радою
Інституту телекомунікаційних систем
НТУУ “КПІ”

Надійшла до редакції
23 лютого 2011 року