

ВПЛИВ НЕГАУСОВСЬКИХ ЗАВАД НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ПРИЙОМУ ДИСКРЕТНИХ ПОВІДОМЛЕНЬ ТА ОСОБЛИВОСТІ ЇХ ПОДАВЛЕННЯ У КАНАЛАХ ІЗ ПАМ'ЯТТЮ

В статті проведено аналіз моделей і імовірнісних характеристик адитивних завад у каналах зв'язку. Він показав, що найбільш зручними як для апроксимації реальних завад, так і для синтезу алгоритмів демодуляції є квазідетерміновані моделі феноменологічного типу для імпульсних завад і квазігармонічних - для зосереджених завад. Показано, що чіткої межі між зосередженими і імпульсними завадами в даний час немає, і більшість негаусовських завад можна розглядати як завади проміжного типу, які можуть бути представлені як радіоімпульси з високочастотним заповненням. Вони можуть бути апроксимовані моделями цих типів.

Ключові слова: канал зв'язку, негаусовські завади, імпульсні завади, флуктуаційні завади, зосереджені завади, завадозахищеність.

Постановка проблеми

При прийомі дискретних повідомлень показником якості є середня імовірність помилкового прийому символу. Досить загальні вирази для ймовірностей помилок при прийомі в умовах складної завадової обстановки отримати досить складно з огляду на різноманіття параметрів завад і їх негаусовської статистики.

Аналіз існуючих підходів до вирішення завдання подавлення зосереджених і імпульсних завад показав, що лінійні методи в цьому випадку практично не застосовуються. Ефективність багатьох нелінійних методів падає при зміні таких характеристик негаусовської перешкоди, як амплітуда і тривалість (або ширина спектру). Більшість нелінійних методів обробки складні в реалізації.

Мета статті

Враховуючи той факт, що при боротьбі із зосередженими завадами у каналах із міжсимвольною інтерференцією в основному використовуються оціночно-компенсаційні методи, метою даної статті є розгляд одного з таких методів подавлення одиночного імпульсу зосередженої завади для одноканальної системи, та показати, що найбільш ефективними для подавлення негаусовських завад при передачі дискретних повідомлень є різні безінерційні нелінійні перетворення.

Основні матеріали дослідження

При прийомі дискретних повідомлень, показником якості є середня імовірність помилкового прийому символу. Досить загальні вирази для ймовірностей помилок при прийомі в умовах складної завадової обстановки отримати досить складно по причині різноманіття параметрів перешкод і їх негаусовської статистики.

У перших роботах по оцінці завадостійкості у каналах зі складними видами перешкод приймалося багато припущень, наприклад, ідеалізовані моделі перешкод. Зосереджені перешкоди часто апроксимувались гаусовськими моделями, а імпульсні перешкоди представлялися у вигляді серії дельта-імпульсів. Пізніше з'явилися роботи з оцінки завадостійкості систем передачі у каналах з негаусовськими перешкодами. Найбільш загальні результати у цьому напрямку отримані Д.Д. Кловським у роботі [1], де розглядається передача по багатопроменевим радіоканалах з дією сукупних перешкод. Різними дослідниками [2, 3] було розроблено велику кількість методів, що дозволяють отримати наближені формули для оцінювання та обчислення ймовірності помилки. Вони

детально розглянуті в [4]. Там же показується, що у випадку з зосередженою завадою, крім виду вирішальної схеми, також важлива база сигналу.

Для проведення аналізу завадостійкості доцільно провести порівняння показників завадостійкості прийому системи, оптимальної при дії флуктуаційних гаусовських перешкод і зосереджених перешкод, що розглянуто, зокрема, в [5]. Для спрощення аналізу порівняння проведемо для випадку двійкової системи з активною паузою (когерентний прийом), реалізованої або на узгоджених фільтрах, або на перемножувачах. Прийемо, що у системі використовуються протилежні або ортогональні сигнали, а якщо мають місце завмирання, то вони розподілені по релеєвському закону. Відмінності у реалізації такої системи несуттєві з точки зору теорії потенційної завадостійкості. Залежно від умов розповсюдження сигналу і зосереджених перешкод, доцільно розглянути наступні важливі окремі випадки:

- 1) незавмираючий сигнал і незавмираюча завада. Така ситуація нерідка при близькому розташуванні радіостанцій;
- 2) незавмираючий сигнал і завмираюча завада;
- 3) завмираючий сигнал і незавмираюча завада;
- 4) завмираючий сигнал і завмираюча завада.

У цій статті представлені графіки залежностей середньої ймовірності помилки зі значеннями $p \in [0,5; 10^{-5}]$ від відношення сигнал-шум h^2 при відсутності і дії одиночної зосередженої завади. При $p = 10^{-4}$ і $F_c T = 2$ енергетичний програш становить близько 4 дБ. При зменшенні p до 10^{-7} це значення зростає втричі. По ним також видно, що ймовірність помилки в умовах дії зосередженої завади залежить не тільки від h^2 , але і від коефіцієнта взаємної відмінності сигналу і завади. Для сигналів і завад з приблизно однаковими спектрами цей коефіцієнт можна розрахувати за формулою:

$$g^2 = \frac{h_n^2}{h^2}, \quad (1)$$

де h_n^2 – відношення енергії зосередженої завади до спектральної щільності білого гаусовського шуму.

Також видно, що чим менше база сигналу $F_c T$, тим гірша завадостійкість системи при решті рівних умовах. Завадостійкість максимальна в разі 1) в порівнянні з усіма іншими. Стає ясно, що наявність релеєвських завмирань у заваді набагато більш небажана для прийому, ніж при зосередженій заваді з постійною інтенсивністю. Системи, що використовують протилежні сигнали, мають більш (хоч і незначно) високу завадостійкість, ніж системи з ортогональними сигналами. Це справедливо і в умовах дії гаусовської завади. Положення сильно змінюється, якщо справедливе нерівняння:

$$\rho^2 \frac{h_n^2}{F_c T} \gg 1, \quad (2)$$

де ρ - деяка постійна, що залежить від параметрів сигналу і завади, що знаходиться в межах $1 \ll \rho \ll F_c T$.

У цьому випадку ймовірності помилки для систем з ортогональними і протилежними сигналами однакові. Проте, при розробці такої системи доцільно використовувати систему протилежних сигналів.

Коли зосереджена перешкода має досить велику потужність і справедливо (1), енергетичні втрати для всіх випадків у даній системі є неприпустимо зростаючими. На практиці такі ситуації нерідкі. Тому виникає необхідність розробки методів боротьби з такими зосередженими завадами.

У більшості випадків аналіз і синтез алгоритмів демодуляції розробляється з урахуванням допущення, що у каналі відсутня післядія. На жаль, на практиці такий канал побудувати в багатьох випадках неможливо. Причиною післядії або пам'яті каналу можуть бути неоднорідність середовища поширення, наявність реактивних елементів, відбиття, які породжують ехо-сигнали. Наслідком дії цих факторів є розсіювання у часі відгуку каналу у порівнянні з впливом, який при передачі дискретних повідомлень послідовними методами призводить до накладання елементів сигналу, відповідних символам повідомлення - міжсимвольній інтерференції.

У просторово-часових каналах виникає ще й просторове розсіювання. Це вносить додаткові труднощі при демодуляції, оскільки в каналі також діють і адитивні перешкоди, часто негаусовські. Пошук таких методів демодуляції вперше був здійснений Найквистом і Шенноном. Для зниження дії зазначених факторів на даний час розроблений ряд методів, які засновані на просторовому, частотному або кореляційному рознесенні променів каналу. основні роботи по вивченню моделей і дослідженню передачі дискретних повідомлень по радіоканалах з міжсимвольною інтерференцією належать Д.Д. Кловському [1].

однак при аналізі більшості методів увага приділяється міжсимвольній інтерференції, а в якості моделі адитивних, приймається білий гаусовський шум. На практиці, коли ні центральна частота, ні ширина спектра зосередженої завади невідомі, застосування відбілюючих і загороджувальних фільтрів призводить до повного знищення частини інформації. Це стосується як одноканальних систем без частотної надмірності, так і багатоканальних систем без частотного дублювання.

При боротьбі із зосередженими завадами у каналах з міжсимвольною інтерференцією в основному використовуються оціночно-компенсаційні методи. Також приймається, що на інтервалі, який аналізується, діє тільки одна завада.

Розглянемо, як показано в [6], один з таких методів подавлення одиночного імпульсу зосередженої завади для одноканальної системи. Приймемо, що про зосереджену заваду відомо тільки те, що вона існує і значення центральної частоти і ширина спектра зосередженої завади $u(t)$ у суміші $z(t) = s(t) + u(t)$ на аналізованому інтервалі $[0; T]$ невідомі. За результатами попередніх оцінок передбачається оцінке середнє значення завади $\bar{u}(t)$. У компенсаційній частині методу воно віднімається із суміші:

$$z_p(t) = z(t) - \bar{u}(t) = s(t) + \varepsilon(t), \quad (3)$$

де $\varepsilon(t) = u(t) - \bar{u}(t)$ - помилка передбачення. Помилка при демодуляції буде мінімальною за умови:

$$M\{\varepsilon^2\} < M\{u^2\}, \quad (4)$$

де $M\{\dots\}$ – математичне очікування.

У оціночній частині методу передбачення засновано на апроксимації перешкоди відрізком дійсної частини комплексного гармонійного коливання з невідомими частотою, фазою і амплітудою. Якщо відлік часу однаковий для всіх аналізованих інтервалів, то параметри перешкод переносяться на наступний інтервал. В іншому випадку оцінка обчислюється по рекурентному співвідношенню:

$$\bar{u}_k(t) = u_{k-1}(t)\cos\omega T - \tilde{u}_{k-1}(t)\sin\omega T, \quad (5)$$

де знак (\sim) означає сполучення по Гільберту.

Природно припустити, що параметри реальної зосередженої завади змінюються у часі, внаслідок чого виникає помилка екстраполяції. Тут доречно зробити деякі припущення, прийнявши, наприклад, що ширина спектра зосередженої завади не залежить від часу. Після обчислення кореляційної функції можна отримати середньоквадратичне відхилення ε^2 :

$$\varepsilon^2 = M\{(u_k(t) - \tilde{u}_k(t))^2\} = 2B(0) - 2B(T)\cos\omega T - 2\tilde{B}(T)\sin\omega T = 2(B_0(0) - \cos\varphi(t)), \quad (6)$$

де B_0 і φ – огибаюча і фаза кореляційної функції.

Звідси видно, що для виконання (3) необхідним є дотримання нерівняння:

$$B_0(T) > \frac{B_0(0)}{2}. \quad (7)$$

Якщо завада представлена квазидетермірованою моделлю виду (8), то прогноз може бути більш точним. Для цього необхідно врахувати зміну модуля зосередженої завади і поворот фази, який відрізняє попереднє значення $\dot{u}_{k-1}(t)$ від $\dot{u}_k(t)$.

$$u_i(t) = a_i(t, \theta_i^{(1)}, \theta_i^{(2)}, \dots, \theta_i^{(M)}), \quad (8)$$

де $a_i(t)$ – деяка детермірована функція, яка характеризує структуру i – ої завади на тривалості елементарного імпульсу корисного сигналу; $\theta_i^{(M)}$ – випадкові параметри i – ої завади, що мають відомі щільності розподілу або взагалі невідомі при прийомі. Прикладами таких параметрів можуть бути фаза, тимчасовий зсув відносно початку імпульсу і т.д.

При аналізі впливу потоку імпульсних перешкод на канал з розсіюванням, у багатьох випадках сумарна завада апроксимується моделлю білого гаусовського шуму. У цьому випадку демодуляція здійснюється за оптимальною схемою з максимально правдоподібним послідовним оцінюванням, наприклад, за алгоритмом Вітерби [7]. Вельми близьким за своїми характеристиками до нього, але більш простим у реалізації є алгоритм Кловського-Миколаєва.

В альтернативному випадку потік імпульсних перешкод представляється моделлю, яка є узагальненням для випадку каналів з розсіюванням [6]:

$$\dot{u}(t) = \sum_i \sum_k \gamma_{ik} A_{ik} g_i(t - t_{ik}) \exp(-j\varphi_{ik}), \quad (9)$$

де γ_{ik} – індикатор приходу k – го імпульсу завади з i – го напрямку ($\gamma = 1$, якщо завада з'явилася і 0- в іншому випадку); A_{ik} – амплітуда, t_{ik} – момент появи імпульсу.

При відомій величині γ_{ik} обчислюється дисперсія σ_k^2 k – го імпульсу сумарною адитивною завади (імпульсна перешкода + білий гаусовський шум). В залежності від реалізації демодулятора, подавлення здійснюється додаванням вагових блоків, що виконують множення на $\hat{\alpha}_k = \frac{1}{\sigma_k^2}$. Замість множення можна виробляти режекції k – го відліку на вході вирішальної схеми. У цілому, цей метод також можна назвати оціночно-компенсаційним.

У цій статті дані лише загальні характеристики найбільш поширених методів подавлення завад у каналах з міжсимвольною інтерференцією. Вони не враховують спільну дію негауссовських імпульсних і зосереджених завад. Сучасні розробки в області синтезу адаптивних еквалайзерів і методів сліпого вирівнювання характеристик каналів дозволяють знизити дію міжсимвольної інтерференції. Результати показують [7], що ці розробки мають досить високу ефективність, особливо у випадках з невеликою міжсимвольною інтерференцією. Після компенсації міжсимвольної інтерференції можна реалізувати роздільне подавлення завад.

Література

1. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д.Д. Кловский.- М.: Радио и связь, 1982. - 304 с.
2. Middleton D. Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference. - IEEE Trans., 1977, v. EMC-19, N 3, pp. 106-127.
3. Bello P.A., Esposito R. A New Method for Calculating Probabilities of Error Due to Impulsive Noise. - IEEE Trans. 1969, v. Com-17, N 3, p.368-378.
4. Коржик В.П. Расчет помехоустойчивости систем связи дискретных сообщений: Справочник / В.П. Коржик, Л.М. Финк, К.П. Щелкунов: Под ред. Л.М. Финка. - М.: Радио и связь, 1981. - 232 с.
5. Сикарев А.А. оптимальный прием дискретных сообщений / А.А.Сикарев, А.И.Фалько. - М.: Связь, 1978. - 328 с.
6. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью / Б.И. Николаев. - М.: Радио и связь, 1988. - 264 с.
7. Прокис Дж. Цифровая связь // Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.

Надійшла 10.03.2017 р.

Рецензент: д.т.н., с.н.с. Наконечний В.С.