

УДК 621.396.962.38

І.В. Барішев, І.І. Обод, А.І. Лікаренко

ВПЛИВ МАСКУЮЧОЇ ФЛУКТУАЦІЙНОЇ ПЕРЕШКОДИ НА ВІДПОВІДАЧІ ЗАПИТУВАЛЬНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

Розглядається вплив маскуючої флуктуаційної завади на декодувальні пристрої відповідачів запитувальних радіотехнічних систем.

Постановка завдання та аналіз літератури

Запитувальні радіотехнічні системи (РТС) відіграють істотну роль у рішенні завдань, що стоять перед Повітряними Силами [1]. Принцип побудови відповідачів запитувальних РТС за принципом відкритих систем масового обслуговування з відмовами обумовив проблематичність роботи останніх при дії навмисних завад. Вплив навмисних корельованих завад на запитувальні РТС докладно досліджено в [1]. Показано, що це найбільш небезпечні завади вказаним системам. Однак вплив навмисних флуктуаційних завад (ФЗ) також приводить до зниження завадостійкості запитувальних РТС. При цьому слід зазначити, що ширина смуги пропускання приймача відповідачів вибирається, як правило, істотно вище оптимальної з погляду імовірності виявлення. Це викликано наявністю часового стробування тривалості приймальних сигналів.

Мета статті – дослідження впливу флуктуаційних завад на виявлення запитувальних сигналів (ЗС) у відповідачах запитувальних РТС.

Основна частина

Використання інтервально-часових кодів (ІЧК) як ЗС полягає в передачі серії з n імпульсів однакової форми і тривалості з певним розташуванням імпульсів відносно один одного. Виявлення таких сигналів, як правило, здійснюється з використанням квазіоптимальної схеми, що включає M цифрових дешифраторів (ДШ), де M – кількість запитувальних сигналів, використаних у даній запитувальній РТС. Дослідження проведемо для випадку, коли на виході підсилювача проміжної частоти (ППЧ) є амплітудний детектор, що працює в режимі лінійного безінерційного детектування, і пороговий пристрій (ПП), що формує на своєму виході імпульсний (бінарний) сигнал, якщо напруга в момент надходження сигналу перевершує пороговий рівень.

Наявність ПП зводить вплив ФЗ на ДШ до наступного. По-перше, з'являються хибні спрацьовування ДШ, викликані впливом безладної послідов-

ності бінарних сигналів, моменти появи яких, у першому наближенні підпорядковані закону Пуассона, а тривалості розподілені за деяким імовірнісним законом, як правило, рівномірним. По-друге, частина сигнальних кодових груп виявляється подавленою в ПП.

Для кількісної оцінки завади на виході ДШ зручно ввести поняття про імовірність завади P_{Π} , яка визначається як імовірність попадання хоча б одного викиду завади в інтервал пошуку сигналу, тривалість якого приймемо рівним τ . Тоді при середній кількості викидів завади на виході ДШ за одиницю часу, рівному λ , імовірність завади можна записати як $P_{\Pi} = 1 - \exp(-\lambda\tau)$.

Завадостійкість декодування стосовно ФЗ буде оцінювати граничним відношенням потужності сигналу до потужності завади на вході детектора, під яким розуміється відношення сигналу до завади, необхідне для виявлення кодованого сигналу з заданою імовірністю при заданому значенні імовірності завади на виході декодувального пристрою. Аналіз проведемо в припущенні, що відома форма частотної характеристики ППЧ і що моменти появи викидів завади на виході обмежника амплітуди розподілені за законом Пуассона.

Імовірність проходження хибних сигналів при обмеженні за тривалістю декодування імпульсів знизу на виході ПП може бути визначена з виразу $P_{\Pi 1} = P_{\Pi 0} P_c$, де $P_{\Pi 0}$ – імовірність появи хибних імпульсів на заданій часовій позиції τ , P_c – умовна імовірність того, що тривалість імпульсів, яка утворилася в результаті групування, більше порогової τ_c . Якщо прийняти, що тривалість імпульсів збігу хибних оцінок буде розподілена за рівномірним законом у межах від 0 до τ , то $P_c = 1 - \tau_c / \tau$.

Якщо на вході детектора є флуктуаційна напруга, розподілена за нормальним законом з нульовим середнім значенням і дисперсією σ_n^2 , то амплітуда завади E на вході ПП виявляється розподіленою за релеївським законом із середньою відносною кіль-

кістю перебування завади над рівнем обмеження E_0 , що дорівнює $\exp(-x_0^2/2)$, де $x_0 = E_0/\sigma_n$ – відносний рівень обмеження.

Обмежені викиди завади, що надходять на ДШ, можуть згрупуватися у випадкові кодові комбінації, тобто викликати хибні спрацьовування ДШ. Якщо тривалості кодових інтервалів набагато більше часу кореляції викидів завади, то середній відносний час перебування завади на виході декодувального пристрою визначиться як імовірність одночасного перевищення рівня обмеження в n незалежних ділянках хаотичної послідовності викидів завади $\varepsilon = \exp(-nx_0^2/2)$.

Середня кількість хибних спрацьовувань λ_n може бути визначена як відношення

$$\lambda_n = \bar{\varepsilon} / \bar{\theta}_n,$$

де $\bar{\theta}_n$ – середня статистична тривалість викидів завади на виході декодувального пристрою.

Якщо замінити вхідну бінарну послідовність іншою послідовністю таких же викидів, але тих, що мають постійну тривалість, рівну середній тривалості $\bar{\theta}$ викидів, що надходить на ДШ, тоді справедливо впливає співвідношення

$$\bar{\theta}_n = \bar{\theta} / n.$$

Середня тривалість викиду $\bar{\theta}$ дорівнює:

$$\bar{\theta} = \frac{\sqrt{2\pi}}{\delta\omega} \frac{1}{x_0},$$

де $\delta\omega$ – середня ширина спектра флуктуацій на виході детектора, яка залежить від вигляду частотної характеристики фільтра ППЧ.

Використовуючи вищевикладене, середню кількість хибних спрацьовувань можна записати як

$$\lambda_n = \frac{\delta\omega}{\sqrt{2\pi}} nx_0 \exp\left(-n \frac{x_0^2}{2}\right).$$

Імовірність завади при цьому складатиме

$$P_n = \tau \lambda_n = \frac{\tau \delta\omega}{\sqrt{2\pi}} nx_0 \exp\left(-n \frac{x_0^2}{2}\right).$$

Добуток $\tau \delta\omega / \sqrt{2\pi}$ постійний для даної системи і відіграє роль параметра. Визначаючи відношення $P_n / (\tau \delta\omega / \sqrt{2\pi})$ як наведену імовірність завади P_{np} , одержимо

$$P_{np} = nx_0 \exp\left(-n \left(x_0^2/2\right)\right). \quad (1)$$

Рівень обмеження x_0 , як впливає з (1), забезпечує задане значення імовірності завади на виході

декодуювального пристрою, якщо відомі параметри системи. Аналітичний вираз для рівня обмеження можна одержати з (1), якщо скористатися методом послідовних наближень. Зокрема, можна показати, що для практичних розрахунків рівень порога можна вибрати відповідно до наступного виразу:

$$x_{20} \approx \sqrt{\frac{2}{n} \ln \left(\sqrt{2n \ln \frac{n}{P_{np}}} / P_{np} \right)}. \quad (2)$$

Присутність ФЗ істотно спотворює ЗС. Визначимо імовірність проходження ІЧК через ПП. Вона дорівнює імовірності одночасного перевищення рівня обмеження x_0 всіма імпульсами кодової групи:

$$P_n = [P_1(x_0)]^n,$$

де $P_1(x_0)$ – імовірність перевищення рівня обмеження для одного імпульсу ІЧК.

Значення $P_1(x_0)$ знаходиться з виразу для щільності імовірності обвідної синусоїдального сигналу і ФЗ на виході лінійного детектора, яке для сигналів великої амплітуди й оптимальної смуги ППЧ, з точки зору виявлення імпульсу тривалістю τ , може бути записане як

$$P_1(x_0) = 0,5 + \Phi(x_c - x_0) + \frac{1}{2x_c \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}(x_0 - x_c)^2\right],$$

де $\Phi(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^a \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – інтеграл імовірності.

З огляду на те, що відношення потужності сигналу до потужності завади на вході детектора $q = nx_c^2/2$, для імовірності P_n отримуємо

$$P_n = \left\{ 0,5 + \Phi\left(\sqrt{\frac{2q}{n}} - x_0\right) + \frac{1}{4} \sqrt{\frac{n}{\pi q}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\sqrt{\frac{2q}{n}} - x_0\right)^2\right] \right\}^n.$$

Якщо смуга ППЧ ширша за оптимальну, що характерно для запитувальних РТС, то імпульс тривалістю τ можна розбити на k ділянок тривалістю τ/k , кожна з яких, незалежно від інших, характеризується розподілом імовірностей. Тривалість ділянки τ/k дорівнює часу кореляції шумів після проходження ППЧ зі смугою пропускання Δf . Цей час складає величину порядку $1/\Delta f$. Тоді кількість незалежних ділянок на імпульсі $k = \Delta f \tau$. У цьому випадку імовірність перевищення рівня обмеження для одного імпульсу дорівнює імовірності того, що, принаймні, одна з ділянок імпульсу перевищить цей

рівень, та імовірність проходження кодової групи через обмежувач буде

$$P_n = \left\{ 1 - \left[0,5 + \Phi \left(\sqrt{\frac{2q_0}{nk}} - x_0 \right) - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{nk}{\pi q_0}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{2q_0}{nk}} - x_0 \right)^2 \right] \right]^k \right\}^n \quad (3)$$

де $q_0 = qk$ – відношення сигналу до завади, яке віднесене до оптимальної смуги.

Для великих відношень сигналу до завади, коли останній член у виразі (3) виявляється дуже малим, імовірність проходження сигналу з достатньою для практичних цілей точністю можна визначити за наближеним виразом

$$P_n = \left\{ 1 - \left[0,5 + \Phi \left(\sqrt{\frac{2q_0}{nk}} - x_0 \right) \right]^k \right\}^n \quad (4)$$

Якщо смуга ППЧ ширша за оптимальну, що характерно для запитувальних РТС, то з'являється програш у пороговому відношенні сигнал–шум порівняно з оптимальною смугою ППЧ. За допомогою фор-

мул (3) і (4) можна встановити, що додатковий програш у відношенні сигналу до завади, обумовлений розширенням смуги пропускання ППЧ, зменшується зі зростанням n . Це означає, що при великій кількості імпульсів у кодовій групі вибір смуги пропускання ППЧ стає некритичним. Проведений аналіз дозволяє за заданими параметрами системи визначити граничне відношення сигналу до завади. Визначення граничного відношення може здійснюватися за допомогою формул (2), (3) і (4) або графіків, що відображають залежність імовірності виявлення сигналу від відношення сигналу до завади для різних n і k . Для прикладу на рис. 1, 2 наведені такі графіки, обчислені з використанням виразів (2) і (3) при різних n і k . Для збереження постійності імовірності завади при різних значеннях k значення наведеної імовірності завади при смузі, яка ширша за оптимальну, приймалося рівним $P_{прk} = P_{пр} / k$. Значення $P_{пр}$ було обрано рівним 10^{-5} .

Як впливає з рис. 1, 2, для виявлення кодованого сигналу з достатньою для практики імовірністю потрібне велике відношення сигналу до завади на вході детектора.

Висновки

Таким чином, проведений аналіз показав, що інтервально-часові коди, що застосовуються як ЗС запитувальних РТС, істотно знижують завадостійкість розглянутих систем стосовно ФЗ. Програш у відношенні сигналу до завади зростає зі збільшенням значності коду. З метою зменшення такого програшу бажано застосовувати коди з можливо малою кількістю імпульсів. Якщо порівнювати існуючі системи радіолокаційного впізнання, то можна стверджувати, що, з погляду завадостійкості декодування стосовно флуктуаційної завади, застосування двоімпульсного коду більш раціональне.

Розширення смуги пропускання приймача вище оптимальної викликає додатковий програш у відношенні сигналу до завади, який зменшується зі збільшенням значності коду запитувального сигналу. Однак для значності коду, рівного 2 або 3 (рис. 1, 2), цей програш істотний.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Теоретичні основи побудови завадозахищених систем інформаційного моніторингу повітряного простору / В.В. Ткачев., Ю.Г. Даник, С.А. Жуков та ін. – К.: МО України, 2004. – 271 с.

Надійшла 15.03.2005

Рецензент: д-р техн. наук професор В.А. Лошаков, Харківський університет Повітряних Сил.

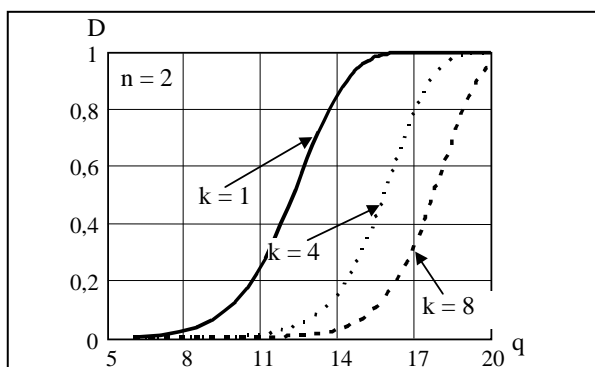


Рис. 1. Залежність імовірності виявлення сигналу від відношення сигналу до завади для різних $n = 2$

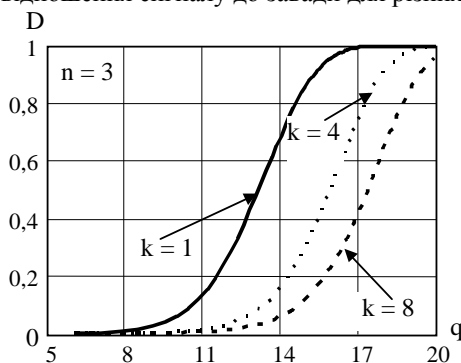


Рис. 2. Залежність імовірності виявлення сигналу від відношення сигналу до завади для різних $n = 3$