

УДК 621.396.21

Л. Н. БЕРКМАН, доктор техн. наук, професор;

С. В. КОЗЕЛКОВ, доктор техн. наук, професор;

О. С. ПАНКРАТОВА, аспірантка;

А. С. ДИЩУК, здобувач;

В. О. ВЛАСЕНКО, аспірант,

Державний університет телекомунікацій, Київ

Метод синтезу демодуляторів сигналів у тропосферних каналах за наявності частотно-селективних завмирань

Презентовано високоефективні демодулятори сигналів, які доцільно використовувати в тропосферних каналах за наявності частотно-селективних завмирань при прийманні радіосигналів міліметрового діапазону. Запропоновано метод синтезу інваріантних до адитивної завади систем із постійними параметрами, що реалізують оптимальний сигнал.

Ключові слова: завадостійкість; когерентний прийом; фазові спотворення; дисперсія радіосигналів; демодулятор сигналів.

Вступ

Відомі демодулятори сигналів характеризуються значними втратами завадостійкості під час прийому радіохвиль міліметрового діапазону в дисперсійних трансферних каналах із частотно-селективними завмираннями. Поява частотно-селективних завмирань у тропосферних каналах, зумовлена нелінійністю фазочастотної характеристики $Y(f)$ використовуваної радіолінії, призводить до збільшення фазових спотворень ΔY .

Отже, при проходженні радіосигналу короткохвильового діапазону по каналу з частотно-селективними завмираннями (тобто по тропосферній радіолінії) форма сигналу спотворюється, а через це істотно знижується завадостійкість відомих демодуляторів сигналів, які реалізують когерентний прийом. Річ у тім, що при когерентному прийомі виконується множення прийнятого сигналу $x(t)$ на можливі варіанти $S_1(t)$ і $S_2(t)$ сигналу переданого. Рішення ухвалюється на користь варіанта, де функція кореляції має більше значення:

$$\int_0^T x(t)S_1(t)dt > \int_0^T x(t)S_2(t)dt. \quad (1)$$

Зі збільшенням фазових спотворень ΔY зростає дисперсія фази δY і, відповідно, зменшується амплітуда прийманого сигналу. При цьому ймовірність $P_{\text{пом. когер}}$ помилки когерентного прийому подається таким відомим співвідношенням:

$$P_{\text{пом. когер}} = 2F(\sqrt{2}h \cos \Delta Y) \left[1 - F(\sqrt{2}h \cos \Delta Y) \right], \quad (2)$$

що відповідає випадку, коли дисперсія фази каналу поширення радіохвиль визначається рівномірною АЧХ і лінійною ФЧХ. Проте в разі радіосигналів міліметрового діапазону, які зазнають впливу гідрометеочинників, виникають частотно-селективні завмирання, що зумовлюють нерівномірність АЧХ і нелінійність ФЧХ тропосферного радіоканалу. Тоді фазові спотворення модульованих коливань призводять до зміщення оцінок інформаційних параметрів помилок когерентного відновлення носійної.

Справді, за наявності на трасі поширення міліметрових радіохвиль частотно-селективних завмирань, що викликають фазові спотворення $[\Delta Y] = 40 \dots 60^\circ$, завадостійкість відомого демодулятора сигналів знижується на 2...4 дБ для ОФМ-2 і на 3,5...5 дБ для ОФМ-У (залежно від виду фазочастотної характеристики використовуваної радіолінії).

Добором значення $\cos \Delta Y$ у формулі (2) можна легко встановити, що при $\Delta Y \geq 50^\circ$ імовірність помилки когерентного прийому зростає, істотно перевищуючи зрештою ймовірність помилки автокореляційного прийому, здійснюваного за тих самих умов або при $\Delta Y = 60^\circ$. При цьому виконується така наближена рівність:

$$\frac{P_{\text{когер. завм}}}{P_{\text{когер. б/завм}}} \approx 30 \text{ раз,}$$

де $P_{\text{когер. завм}}$ і $P_{\text{когер. б/завм}}$ — імовірність помилок при когерентному прийомі в каналі відповідно з частотно-селективними завмираннями і без них.

Тому за наявності частотно-селективних завмирань, викликаних нелінійністю фазочастотної характеристики використовуваної радіолінії, доцільно переходити на автокореляційний прийом, завадостійкість якого не залежить від спотворень форми сигналу:

© Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, О. С. Панкратова, А. С. Дищук, В. О. Власенко, 2017

$$\int_0^T x_1^2(t)dt > \int_0^T x_2^2(t)dt. \quad (3)$$

Мета статті — запропонувати метод підвищення завадостійкості демодуляції радіосигналу міліметрового діапазону хвиль, що пройшов через турбулентну тропосферу.

Основна частина

Сутність зазначеного методу полягає в підвищенні завадостійкості демодуляції вкрай високочастотних радіосигналів за рахунок оперативного оцінювання поточного стану тропосферної траси поширення радіохвиль із подальшим адаптивним переходом від режиму оптимального когерентного прийому до режиму автокореляційного прийому і навпаки — відповідно за наявності і за відсутності частотно-селективних завмирань у каналі передавання вкрай високочастотного радіосигналу.

Оцінювання техніко-економічного ефекту від застосування методу

Припустимо, що загальний час сеансу зв'язку набирає вигляду

$$\Delta T = \sum_{i=1}^N \Delta T_i + \sum_{j=1}^M \Delta T_j = T_1 + T_2, \quad (4)$$

де T_1 — тривалість роботи демодулятора сигналів без частотно-селективних завмирань, $T_1 = \sum_{i=1}^N \Delta T_i$;

T_2 — тривалість частотно-селективних завмирань у каналі зв'язку (тобто тривалість роботи демодулятора сигналів із частотно-селективними завмираннями), $T_2 = \sum_{j=1}^M \Delta T_j$.

Тоді середнє за сеанс зв'язку значення ймовірності P помилки демодулятора сигналів визначимо так:

$$P = \frac{P_{\text{когер. б/завм}} T_1 + P_{\text{когер. завм}} T_2}{\Delta T}. \quad (5)$$

Оскільки в демодуляторі сигналів за наявності частотно-селективних завмирань використовується автокореляційний режим прийому, а за їх відсутності — когерентний режим, то (5) можна записати у вигляді

$$P = \frac{P_{\text{когер}} T_1 + P_{\text{авт}} T_2}{\Delta T} = \left| T_1 = T_2 \right| = \frac{P_{\text{когер}} + P_{\text{авт}}}{2}. \quad (6)$$

Середня за сеанс зв'язку ймовірність $P_{\text{пр}}$ помилки відомого демодулятора сигналів-прототипа задовольняє таку рівність:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{когер. б/завм}} T_1 + P_{\text{когер. завм}} T_2}{\Delta T}. \quad (7)$$

Тоді

$$\frac{P_{\text{пр}}}{P} = \frac{P_{\text{когер. б/завм}} T_1 + P_{\text{когер. завм}} T_2}{P_{\text{когер. б/завм}} T_1 + P_{\text{авт}} T_2} = \left| T_1 = T_2 \right| = \frac{P_{\text{когер. б/завм}} + P_{\text{когер. завм}}}{P_{\text{когер. б/завм}} + P_{\text{авт}}}. \quad (8)$$

Якщо, наприклад, $h = 2$ для ОФМ-2 при фазових спотвореннях $\Delta Y = 60^\circ$ у каналі, є сенс застосувати такі формули:

$$P_{\text{когер. б/завм}} = 2F(\sqrt{2}h \cos 0^\circ) \left[1 - F(\sqrt{2}h \cos 0^\circ) \right],$$

$$P_{\text{когер. завм}} = 2F(\sqrt{2}h \cos 60^\circ) \left[1 - F(\sqrt{2}h \cos 60^\circ) \right],$$

$$P_{\text{авт}} = 0,5 \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right).$$

У результаті дістанемо

$$\frac{P_{\text{пр}}}{P} = 2,3. \quad (9)$$

Отже, імовірність помилки відомих демодуляторів сигналів при прийманні короткохвильового радіосигналу, що пройшов через радіоканал із частотно-селективними завмираннями, для ОФМ-2 і $h = 2$ у 2,3 рази більша, ніж імовірність $P_{\text{ном}} = 5 \cdot 10^{-3}$ помилки запропонованого демодулятора сигналів.

Технічна перевага цього демодулятора сигналів порівняно з відомими полягає в тому, що приблизно на 1 дБ підвищується завадостійкість демодуляції радіосигналів, які проходять по зазначеному каналу.

Цей позитивний ефект зростає в разі збільшення h , ΔY і T_2 , що дозволяє значно підвищити надійність радіозв'язку на тропосферній ділянці поширення міліметрових радіохвиль. При цьому знижуються витрати на організацію високошвидкісних і/або ширококутових радіоліній. Так, за оцінкою американських фахівців, у системах космічного зв'язку виграш 1 дБ оцінюється сумою в 1 млн дол.

Варто наголосити, що вірогідність досягнення мети пропонованого методу підтверджується наведеними математичними викладками та формулами (1), (3), (7), (8) і (9).

Наведені результати стосуються, зокрема, передавання двійкових сигналів із відносною фазовою модуляцією, що важливо для різних систем управління та моніторингу. Коли ж ідеться про формування багатопозиційних сигналів на базі технологій 4G і 5G, доцільно використовувати методи, які забезпечують інваріантність досліджуваної системи до адитивних завад.

Розглянемо, наприклад, один із методів синтезу інваріантних до адитивної завади систем передавання дискретної інформації з постійними параметрами — метод відшукування оптимального сигналу. Згідно з цим методом оператор демодуляції $\Phi_{\text{опт } N}$ вибирається як оптимальний стосовно завади N , а відносна інваріантність (якщо вона можлива) щодо завади Ξ досягається вибором сигналу S , який за тим чи іншим критерієм мінімізує ефект дії цієї завади на виході демодулятора.

Оскільки тут розглядаються системи передавання дискретної інформації з постійними параметрами, то вони можуть бути інваріантні (абсолютно чи відносно) тільки щодо квазидетермінованих завад.

Квазидетерміновану заваду можна записати у вигляді детермінованої функції часу з випадковими параметрами α , β , γ і т. ін.:

$$\xi = \xi(t, \alpha, \beta, \gamma, \dots) \quad (10)$$

У найпростішому випадку, який надалі розглядатимемо, маємо один випадковий параметр

$$\xi = \xi(\alpha, t). \quad (11)$$

За умовою відносної інваріантності для відшукування оптимального сигналу потрібно мінімізувати значення величини $\Phi_{\text{опт } N}(S, \xi)$.

Якщо використовується середньоквадратичний критерій мінімізації, то задача формулюється так:

$$J[S(t)] = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left\{ \Phi_{\text{опт } N}[S(t), \xi(\alpha, t)] \right\}^2 d\alpha = \min_{S(t)}$$

де (α_1, α_2) — область зміни параметра α .

Оптимальним алгоритмом демодуляції в гауссівському каналі є алгоритм когерентного прийому:

$$\Phi_{\text{опт } N}[S(t), \xi(\alpha, t)] = \int_0^T S(t) \xi(\alpha, t) dt.$$

Скористаємося поданням сигналу та завади у вигляді розкладів за ортонормованими функціями $\varphi_i(t)$:

$$S(t) = \sum_{i=n_1}^{n_2} a_i \varphi_i(t), \quad (12)$$

$$\xi(\alpha, t) = \sum_{i=n_1}^{n_2} b_i(\alpha) \varphi_i(t). \quad (13)$$

Тоді

$$\Phi_{\text{опт } N}[\{a_i\}, \alpha] = \sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha)$$

і задача середньоквадратичної мінімізації набуває вигляду

$$J[\{a_i\}] = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left[\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha) \right]^2 d\alpha = \sum_{i=n_1}^{n_2} a_i^2 \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i^2(\alpha) d\alpha + \sum_{\substack{j,i=n_1 \\ i \neq j}}^{n_2} a_i a_j \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i(\alpha) b_j(\alpha) d\alpha.$$

Позначимо:

$$c_i = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i^2(\alpha) d\alpha = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left[\int_0^T \xi(\alpha, t) \varphi_i(t) dt \right]^2 d\alpha; \quad (14)$$

$$c_{ij} = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i(\alpha) b_j(\alpha) d\alpha = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left[\int_0^T \xi(\alpha, t) \varphi_i(t) dt \int_0^T \xi(\alpha, t) \varphi_j(t) dt \right] d\alpha. \quad (15)$$

Коефіцієнти c_i і c_{ij} можуть бути обчислені заздалегідь, якщо квазідетерміновану задачу задано у вигляді (11).

Таким чином, з урахуванням природного обмеження на енергію сигналу дістаємо:

$$J[\{a_i\}] = \sum_{i=n_1}^{n_2} c_i a_i^2 + \sum_{i=n_1}^{n_2} \sum_{\substack{j=n_1 \\ i \neq j}}^{n_2} c_{ij} a_i a_j = \min_{\{a_i\}}, \quad (16)$$

$$\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i^2 = A, \quad (17)$$

тобто необхідно знайти таку сукупність коефіцієнтів a_i , що задовольняють умову (17), за якої сума (16) досягає мінімуму.

Дана задача у формулюванні (16), (17) належить до класу задач нелінійного програмування. Один із методів її розв'язання передбачає зведення до системи рівнянь.

Наведемо відповідні викладки, перенумерувавши для спрощення запису індекси змінних і коефіцієнтів функції J : нумерацію від n_1 до n_2 замінимо на нумерацією від 1 до K , де $K = n_2 - n_1 + 1$.

У результаті дістанемо:

$$J[\{a_i\}] = \sum_{i=1}^K c_i a_i^2 + \sum_{i=1}^K \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^K c_{ij} a_i a_j, \quad (18)$$

$$\sum_{i=1}^K a_i^2 = A. \quad (19)$$

Знайдемо частинні похідні функції (18) за всіма змінними:

$$\frac{\partial J}{\partial a_1} = 2c_1 a_1 + 2 \sum_{j \neq 1} c_{1j} a_j,$$

$$\frac{\partial J}{\partial a_2} = 2c_2 a_2 + 2 \sum_{j \neq 2} c_{2j} a_j,$$

⋮

$$\frac{\partial J}{\partial a_K} = 2c_K a_K + 2 \sum_{j \neq K} c_{Kj} a_j.$$

Прирівнявши частинні похідні до нуля, дістанемо таку систему лінійних однорідних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} c_1 a_1 + \sum_{j \neq 1} c_{1j} a_j &= 0, \\ c_2 a_2 + \sum_{j \neq 2} c_{2j} a_j &= 0, \\ &\vdots \\ c_K a_K + \sum_{j \neq K} c_{Kj} a_j &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Ця система має ненульові розв'язки тільки в тому разі, коли визначник D цієї системи дорівнює нулю:

$$D = \begin{vmatrix} c_1 & c_{12} & c_{13} & \dots & c_{1K} \\ c_2 & c_{21} & c_{23} & \dots & c_{2K} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_K & c_{K1} & c_{K2} & \dots & c_{K(K-1)} \end{vmatrix} = 0.$$

Розв'язавши систему лінійних рівнянь (20), знайдемо, вочевидь, точку екстремуму функції (18). Якщо цей екстремум є мінімум, то задачу можна вважати розв'язаною.

Зауважимо, що обмежувальна умова (19) у цьому разі несуттєва.

Справді, нехай сукупність a_1^*, a_2^*, a_K^* являє собою деякий нульовий розв'язок системи (20), такий що $\sum_{i=1}^K (a_i^*)^2 = B \neq A$. Позначимо $A/B = r^2$. Тоді, вочевидь, $ra_1^*, ra_2^*, \dots, ra_K^*$ також є розв'язок системи (20), який до того ж задовольняє умову (19), оскільки

$$\sum_{i=1}^K (ra_i^*)^2 = r^2 \sum_{i=1}^K (a_i^*)^2 = r^2 B = A.$$

Таким чином, розв'язком задачі синтезу сигналу $\{a_i\}$ виступає будь-який ненульовий розв'язок системи (19), якщо тільки відповідний екстремум реалізує мінімум.

Висновки

Використання автокореляційного прийому дозволяє збільшити завадостійкість демодулятора в тропосферних каналах із частотно-селективними замираннями при прийомі радіохвиль міліметрового діапазону на 5–7 дБ. При формуванні багатопозиційних сигналів технологій 4G і 5G доцільно використовувати методи, які забезпечують інваріантність системи до адитивних завад.

Список використаної літератури

1. Ким, А. В. Новый мобильный горизонт: итоги MWC-13 / А. В. Ким, В. О. Тухвинский // *Электросвязь*.— 2013.— № 3.
2. Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев.— М.: Радио и связь, 1991.
3. Тухвинский, В. О. LTE World Summit-2013: на пути к 5G / В. О. Тухвинский, В. Я. Архипкин // *Электросвязь*.— 2013.— № 7.
4. *Mobile and wireless communications Enablers for the 2020 Information Society. EU FP7 ICT-317669-METIS [Електронний ресурс]*.— Режим доступу: [//www.metis2020.com](http://www.metis2020.com)
5. Niri, S. G. Towards 5G / S. G. Niri // *LTE World Summit-2013*.
6. Hardouin, E. 5G: an operator's perspective / E. Hardouin // *LTE World Summit-2013*.
7. Osseiran, A. The 5G Mobile and Wireless Communications: Challenges and Scenarios / A. Osseiran // *LTE World Summit-2013*.
8. *28 GHz Propagation Measurements for Outdoor Cellular Communications Using Steerable Beam Antennas in New York City*: / Y. Azar, G. N. Wong, K. Wang a. o. // *2013 IEEE International Conference on Communications (ICC)*.— Budapest, Hungary. June 9–13, 2013.
9. Толубко, В. Б. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку / В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, С. В. Козелков // *Зв'язок*.— 2016.— № 4.— С. 5–7.

Рецензент: доктор техн. наук, професор В. Г. Сайко, Державний університет телекомунікацій, Київ.

Л. Н. Беркман, С. В. Козелков, О. С. Панкратова, А. С. Дышук, В. О. Власенко
**МЕТОД СИНТЕЗА ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ В ТРОПОСФЕРНЫХ КАНАЛАХ
 ПРИ НАЛИЧИИ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ**

Представлены высокoeffективные демодуляторы сигналов, которые целесообразно использовать в тропосферных каналах при наличии частотно-селективных замираний при приеме радиосигналов миллиметрового диапазона. Предложен метод синтеза инвариантных к аддитивной помехе систем с постоянными параметрами, реализующих оптимальный сигнал.

Ключевые слова: помехоустойчивость; когерентный прием; фазовые искажения; дисперсия радиосигналов; демодулятор сигналов.

L. N. Berkman, S. V. Kozelkov, O. S. Pankratova, A. S. Dyshchuk, V. O. Vlasenko
**SIGNAL DEMODULATORS SYNTHESIS METHOD FOR TROPOSPHERE CHANNELS
 WITH FREQUENCY-SELECTIVE FADING**

This paper presents high efficient signal demodulators wch using is reasonable in troposphere channels with frequency-selective fading while receiving millimetre vaveband signals. The synthesis method for systems with constant parameters and invariant concerning additive disturbances realizing optimal signal.

Keywords: noise immunity; coherent reception; phase distorsion; radiosignals dispersion; signals demodulator.