

ЧАСТОТНО НЕСЕЛЕКТИВНИЙ ПРОСТОРОВИЙ КАНАЛ З ВИКОРИСТАННЯМ АДАПТИВНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

Просторова обробка сигналів в адаптивних антенних решітках повинна забезпечувати оптимальний прийом сигналу від деякого заданого джерела, для цього необхідна максимізація відношення сигнал – шум на вході адаптивних антенних решіток. Дане завдання добре вивчене для випадку, коли джерело сигналу є нерухомим і точковим, а для мобільних об'єктів часто доводиться застосовувати складні алгоритми управління адаптивними антенними решітками. Результат наукового дослідження показав, що одним із найбільш перспективних підходів вирішення задачі, що підкреслює актуальність, є підвищення ефективності прийому сигналу при використанні адаптивних антенних решіток і відповідних методів просторової обробки сигналів. Тому, в основу пропонується застосувати оптимальний метод обробки сигналів, що покладено в основу Recursive Least Square алгоритмів, який дозволяє забезпечити вимоги до обчислювальної складності і відношення сигнал/шум.

У реальному каналі зв'язку передбачається наявність кутової дисперсії сигналу через його багатопроменеве поширення. Конфігурація адаптивних антенних решіток передбачається довільною. Удосконалений метод адаптивного прийому сигналів від рухомих джерел дозволяє знизити обсяг обчислень порівняно з існуючим, коли ваговий вектор з адаптивними антенними решітками є оптимальним і вибирається як власний вектор сигнальної кореляційної матриці, що визначає його новизну, при цьому можливо забезпечити досить високу ефективність прийому сигналів. Показано, що застосування запропонованого удосконаленого методу забезпечує складність $\sim N^2$, що на порядок нижче ніж при використанні існуючого оптимального методу.

Ключові слова: адаптивна антенна решітка, кореляційна матриця сигналу, просторова обробка сигналів, адаптивний прийом сигналів.

H. Radzivilov, O. Tsaturyan, R. Belyakov, I. Tsymbal. The method of adaptive signal reception with adaptive antenna arrays from moving sources.

Spatial signal processing in adaptive antenna arrays should provide optimal signal reception from some desired source, this requires maximizing the signal-to-noise ratio at the output of adaptive antenna arrays. This task is well studied for the case when the signal source is fixed and point, and for mobile objects often have to use complex algorithms for controlling adaptive antenna arrays. The relevance of this study is that one of the most promising approaches to solving the problem is to increase the efficiency of signal reception is the use of adaptive antenna arrays and appropriate methods of spatial signal processing.

The angular dispersion of the signal is assumed to be due to its multipath propagation in the communication channel. The configuration of adaptive antenna arrays is assumed to be arbitrary. This method allows to reduce the amount of calculations compared to the method when the weight vector with adaptive antenna arrays is optimal and is selected as the eigenvector of the signal correlation matrix and it is possible to maintain the efficiency of the signal is quite high, which determines its novelty.

The article analyzes the method of adaptive reception of signals from moving sources using adaptive antenna arrays which is also called the method of quasi-optimal signal processing received by adaptive antenna arrays from a moving source with unknown angular coordinates, the possibility of its reception by mobile subscribers in angular variance. quasi-optimal signal processing with other known methods of signal processing.

Keywords: adaptive antenna array, signal correlation matrix, gender basis, spatial signal processing, adaptive signal reception.

Вступ. Забезпечення основних вимог до систем радіозв'язку (далі – СРЗ) на базі рухомих об'єктів – забезпечення якісного радіозв'язку, оперативної доставки інформаційних потоків заданої якості із забезпеченням необхідного рівня захисту інформації вимагає синтезу багатьох інфокомунікаційних способів удосконалення цих систем.

В даний час спостерігається інтенсивний розвиток СРЗ (системи зв'язку з рухомими об'єктами), найважливішим напрямком досліджень в даній області є підвищення ефективності прийому сигналу. Одним з найбільш перспективних підходів до вирішення даної проблеми є використання адаптивних антенних решіток (далі – ААР) і відповідних методів просторової обробки сигналів [1]. Застосування ААР дозволяє підвищити вихідне відношення потужності сигналу до середньої потужності шуму (далі – ВСШ), забезпечити боротьбу з глибокими завмираннями (федінгами) сигналу та збільшити число одночасно обслуговуваних користувачів за рахунок їх просторового розподілу. Просторова обробка сигналів в ААР повинна

забезпечувати оптимальний прийом сигналу від деякого бажаного джерела і, як правило, для цього потрібно максимізація ВСШ на виході ААР. Дана проблема добре вивчена для випадку, коли джерело сигналу є нерухомим і точковим [1]. Однак на практиці це припущення часто неможливе. Так, для багатопроменевого каналу зв'язку, коли сигнал зазнає множинні відображення і являє собою суперпозицію плоских хвиль, характерна кутова дисперсія сигналу. Тому його просторовий (кутовий) спектр може значно розширюватися і бути невідомим. Наприклад, в дослідженні [1] розглядалися особливості прийому сигналу з кутовою дисперсією. У них також передбачалося, що джерело залишається нерухомим. Більш того, в роботах з адаптивної обробки сигналів в ААР часто передбачається, що координати джерела сигналу відомі і використовуються для завдання вектора корисного сигналу [1]. Насправді в системах мобільного зв'язку джерело сигналу знаходиться в русі, і тому його положення слід вважати невідомим або відомим з великою похибкою (наприклад, апіорі може бути заданий тільки кутовий сектор розташування абонента). Невідомою буде також і кутова дисперсія сигналу, якщо канал зв'язку є багатопроменим. Щоб врахувати апіорну невизначеність параметрів сигналу, необхідно застосовувати адаптивні методи його обробки. Ефективність адаптивної обробки сигналу, прийнятого від нерухомого джерела, збільшується, якщо зростає час адаптації. Однак для рухомого джерела час адаптації не може бути обраний скільки завгодно великим, тобто необхідно обирати компромісний варіант. Таким чином, для заданої швидкості джерела існує деякий оптимальний час адаптації, при якому ефективність обробки є найкращою.

Аналіз наукових праць предметної області. У роботі [2] розкрито методику підвищення швидкодії та динамічної точності систем управління діаграмою направленості ААР, із використанням методів компенсації внутрішніх середньоквадратичних помилок системи діаграмоутворення. У роботі [4] розкрито метод вимірювання співвідношення сигнал/шум з метою забезпечення адаптивного виділення оптимального каналу прийому. Зокрема, у роботі [5] показано ряд напрямів удосконалення способів підвищення ВСШ за рахунок оптимального діаграмоутворення ААР з використанням алгоритмів просторово-часової фільтрації та маршрутизації інформаційних потоків.

Переваги та недоліки алгоритмів адаптивної фільтрації сигналу, зокрема, що впливають на час адаптації, були проаналізовані в [2], а саме:

Перевага алгоритму Least Means Square (LMS) полягає у низькій обчислювальній складності. Основним недоліком алгоритму LMS є повільна збіжність і підвищена дисперсія помилки в сталому режимі. На практиці застосування таких алгоритмів призводить до збільшення рівня вихідного шуму, що є неприйнятним у випадку формування вузького променя ААР, тому в подальшому в статті цей алгоритм розглядатися не буде. Головною перевагою використання алгоритмів Recursive Least Squares (RLS) та алгоритму на основі Калмановської фільтрації є можливість забезпечення кращої стійкості системи адаптивної фільтрації, проте в умовах перехідних процесів перенастроювання ААР із великою кількістю елементів збільшується обчислювальна складність [5], що вимагає накладання обмежень щодо кількості модулів ААР.

Метою статті є аналіз адаптивного прийому просторово розподілених сигналів від рухомих джерел на тлі власних шумів приймальних пристроїв в умовах частотно-неселективного просторового каналу. Завданням є визначення вагового вектора, який забезпечує близьке до максимального ВСШ на виході ААР. Досліджується вплив часу адаптації на величину вихідного ВСШ. Представлено схема адаптивної обробки сигналу з використанням удосконаленого методу.

Виклад основного матеріалу. Припустимо, що ААР з N елементів приймає сигнал з кутовою дисперсією. Тоді величина вихідного ВСШ представлена у вигляді [3]:

$$\rho(W) = \frac{W^H M_s W}{\sigma^2 W^H W}, \quad (1)$$

де M_s – кореляційна матриця корисного сигналу в приймальних каналах ААР;

σ_n^2 – дисперсія власного шуму в одному елементі, яку далі без втрати спільності будемо вважати одиничної $\sigma_n^2 = 1$;

W – ваговий вектор обробки сигналу.

Максимум величини вихідного ВСШ (1) спостерігається при ваговому векторі W , що дорівнює власному вектору U_1 , відповідному максимальному власному числу λ_1 кореляційної матриці сигналу M_s [1]. Даний метод має гарну ефективність, але вимагає значних обчислювальних витрат, що є критичним параметром в системах реального часу. Тому, в основу пропонується застосувати оптимальний метод обробки сигналів, що покладено в основу RLS алгоритмів [9], який дозволяє забезпечити вимоги до обчислювальної складності. Ваговий вектор W в цьому випадку задається у наступному вигляді:

$$W = \beta_0 S_0 + \beta_1 M S_0 + \beta_2 M^2 S_0 + \dots + \beta_{N-1} M^{N-1} S_0, \quad (2)$$

де матриця $M = \langle X X^H \rangle = M_s + I$ є сумою кореляційної матриці сигналу M_s і власного шуму I ;

X – вектор вхідного сигналу ААР;

вектори $S_0, M S_0, M^2 S_0, \dots, M^{N-1} S_0$ – ступеневі вектори [9];

β_i – коефіцієнти розкладання; кутові дужки позначають статистичне усереднення.

Щоб скористатися цим виразом для формування вагового вектора, необхідно знати матрицю M і вибрати вихідний вектор S_0 . У разі невідомого положення джерела сигналу матрицю M можна виміряти, використовуючи вибірки вектора вхідного сигналу X , а за вихідний вектор доцільно вибрати один із стовпців кореляційної матриці сигналу M .

Для доведення, що така обробка сигналу може бути ефективною для рухомого джерела, розглянемо точкове джерело, яке створює в апертурі ААР розподіл сигналу у вигляді вектора Φ з нормою $\Phi^H \Phi = N$, де верхній індекс N позначає ермітове спряження. В цьому випадку $M = \nu \Phi^H \Phi + I$ [2], де ν – величина ВСШ в одному елементі ААР. Легко перевірити, що вектор Φ є власним для матриць M_s і M . Виберемо його в якості вагового вектора, тобто $W = \Phi$, і підставимо в (1). В результаті отримаємо максимально можливе вихідне ВСШ, що дорівнює νN . Отримано результат, коли ВСШ на виході ААР більше в N раз, ніж ВСШ на вході в одному елементі. Далі припустимо, що положення джерела сигналу невідоме і вектор Φ також є невідомим. Виберемо довільний стовпець M_j матриці M . Він є кореляційним вектором, тобто $M_j = X_{xj} \Phi + I_j$, де I_j – стовпець одиничної матриці I з номером j . Таким чином, вектор M_j відрізняється за нормою від власного вектора Φ матриці M_s на величину $(\nu N)^{-1}$. На практиці вихідне ВСШ νN має бути велике, тому можна вважати, що $\nu N \geq 10$. Звідси випливає, що кореляційний вектор M_j мало відрізняється від власного вектора Φ і може бути наближено прийнятий як ваговий вектор W . Такий підхід до адаптивної обробки дає високу ефективність і для джерел сигналу з кутовою протяжністю. Ефективність прийому збільшується, якщо число членів в розкладанні (2) збільшується. При цьому за вихідний вектор S_0 рекомендується вибирати один з центральних стовпців матриці M_j для того, щоб виключити втрати в підсиленні антени через несиметричний амплітудний розподіл у ваговому векторі. Схема обробки сигналу в ААР з ваговим вектором у вигляді кореляційного вектора $M_j = \langle X x_j^* \rangle$ представлена на рисунку 1.

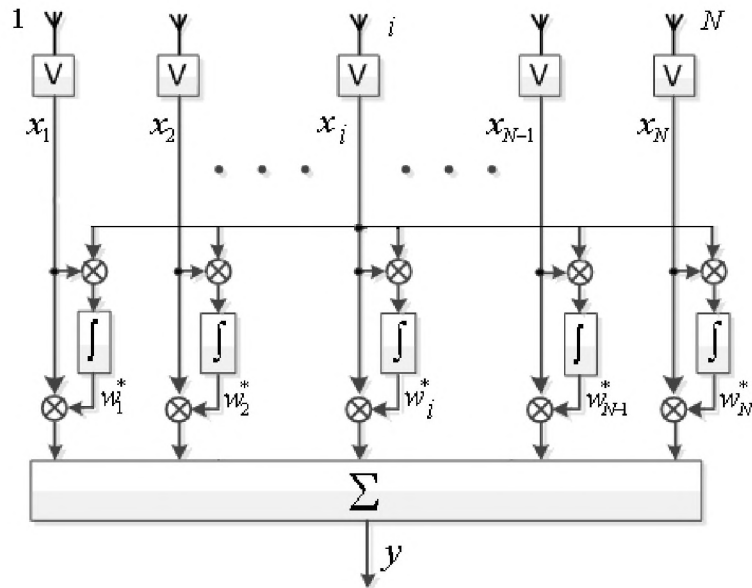


Рис. 1. Схема обробки сигналу в ААР

Результати моделювання. Максимально правдоподібна оцінка кореляційної матриці M за критерієм максимальної правдоподібності по L вибірках вхідного процесу має вигляд:

$$\bar{M} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x(l)x^H(l) \quad (3)$$

Так, для нерухомого джерела при достатньо великій довжині вибірки оціночна кореляційна матриця \bar{M} буде прагнути до дійсної кореляційної матриці M . Однак для випадку рухомого джерела дане твердження не буде справедливим. При великій довжині вибірки точність оцінювання почне падати, так як за час вимірювання джерело сигналу встигне переміститися на деякий кут щодо ААР. Тому для рухомих джерел вибір оптимальної кількості середньо-розрахованих параметрів буде залежати не тільки від числа елементів ААР і кутової ширини джерела, але і від його кутової швидкості. Для оцінки ефективності запропонованого удосконаленого методу адаптивного прийому сигналів від рухомих джерел була використана 3GPP-модель просторового каналу стільникового зв'язку для міських умов [1], в якій передбачається, що сигнал, який передається користувачем, відбивається від кластерів (великих об'єктів) і приходить на базову станцію у вигляді суперпозиції плоских хвиль з випадковими фазами. Число кластерів задається фіксованим і рівним шести. Просторовий спектр сигналу, відбитого від кожного кластера, являє собою розподіл Лапласа з шириною 2° за рівнем половинної потужності і моделюється за допомогою двадцяти плоских хвиль однакової амплітуди із заданими кутами падіння. Кутове положення кластерів є випадковим для кожної реалізації багатопроменевого каналу і задається з умови, що середній просторовий спектр джерела має розподіл Лапласа з деякою шириною $\Delta\theta_s$ за рівнем половинної потужності. Тоді каналний коефіцієнт для q -го елемента ААР можна записати у вигляді:

$$h_q = \sum_{n=1}^6 \sqrt{\frac{P^H}{20}} \sum_{m=1}^{20} \exp(jkd_q \sin(\theta_{nm})) \exp(j\Phi) \quad (4)$$

де k – хвильове число;

d_q – відстань від q -го елемента ААР до початку обраної системи координат;

θ_{nm} – кут приходу m -й плоскої хвилі від n -го кластера;

Φ – фаза відповідного сигналу, рівномірно розподілена в інтервалі $[0 \div 2\pi]$;

P_n – потужність сигналу, відбитого від n -го кластера, яка є випадковою величиною.

При цьому загальна потужність P сигналу залишається постійною ($P_1 + P_2 + \dots + P_6 = P$). На рисунку 2 показана 3GPP-модель просторового каналу.

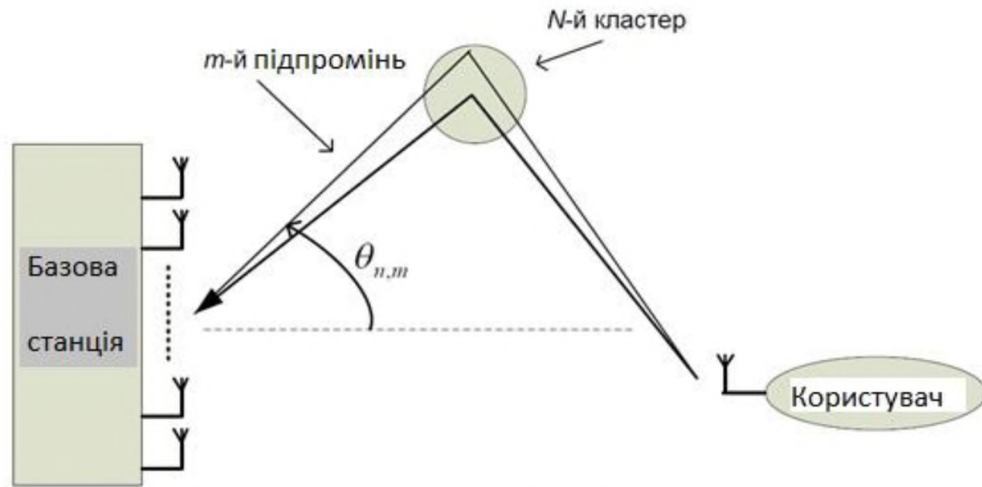
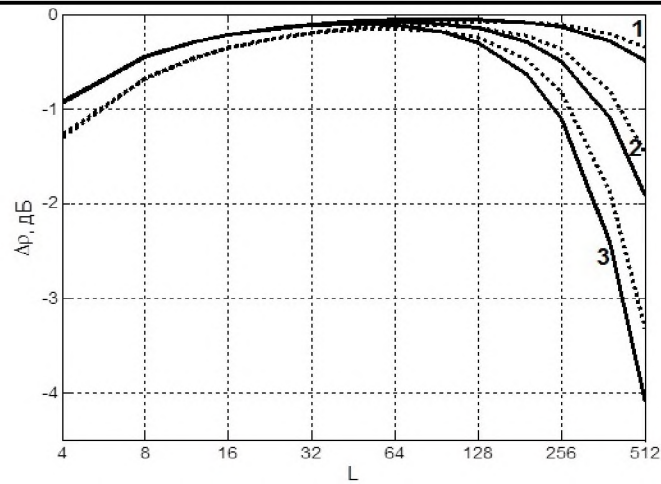


Рис. 2. GPP-модель просторового каналу

При моделюванні порівнювалася ефективність запропонованого удосконаленого методу з існуючим оптимальним методом прийому сигналу, коли за ваговий вектор застосовувався власний вектор вибіркової матриці (3). Для заданого розміру блоку L обчислювався оптимальний ваговий вектор і ваговий вектор, отриманий згідно з (2) при кількості членів розкладання, що дорівнює двом. Отримані вагові вектори використовувалися для прийому сигналу наступного блоку довжини L . На рисунку 3 представлені криві, що характеризують втрати Δp в ВСШ для оптимального й удосконаленого методів по відношенню до максимального ВСШ, отриманого при оптимальному прийомі з точно відомою кореляційною матрицею сигналу M . Результати наведені залежно від розміру блоку L , а також кутової швидкості джерела Ω щодо ААР. Рівень 0 дБ на графіках відповідає прийому сигналу з оптимальним ваговим вектором W_{opt} при точно відомій матриці M . Центральний кут приходу сигналу був рівномірно розподілений в інтервалі від -60° до 60° , а кількість усереднених дослідів було вибрано рівним 1000, що забезпечувало рознесення середнього значення ефективності менше, ніж 0,03 дБ. На рисунку 3 суцільною кривою позначені результати моделювання для оптимального вагового вектора, а пунктиром – для удосконаленого методу. Криві 1, 2 і 3 отримані для кутових швидкостей Ω , відповідно рівних 0,0025, 0,0050 і 0,0075 рад/ T_s , де T_s – період проходження сигналів.

Як видно з графіків, втрати в ВСШ мають місце як при малій, так і при великій довжині вибірки L . Збільшення довжини вибірки спочатку веде до зростання ефективності обробки сигналу за рахунок зменшення помилки оцінювання кореляційної матриці, а потім ефективність знижується, так як помилка оцінювання кореляційної матриці збільшується через рух джерела сигналу. Таким чином, максимальна ефективність обробки сигналу спостерігається при деякій кінцевій довжині вибірки. Інший висновок полягає в тому, що запропонований удосконалений метод має суттєво менші втрати порівняно з оптимальним методом, що використовує власний вектор матриці (3) як ваговий вектор. Обчислювальну складність кожного методу можна оцінити загальною кількістю комплексних множників (КМ). Число КМ для запропонованого удосконаленого методу приблизно дорівнює $2NL + 5NL(p - 1)$, де p – число членів ряду (2), що використовуються для побудови вагового вектора. Число КМ, необхідне для обчислення власного вектора матриці (3), складає $\sim (N^2L + N^3)$ [1].

Рис. 3. Криві, що характеризують втрати $\Delta\rho$

Таким чином, для багатоеlementних ААР $AP(N \gg 1)$ і при довжині вхідного процесу, сумісної з числом елементів $AP(L \sim N)$, запропонований удосконалений метод має складність $\sim N^2$, в той час як оптимальний метод володіє складністю $\sim N^3$. наприклад, якщо $N = 16$ і $L = 32$, то адаптивний метод має виграв в обсязі обчислень в 12 і 4 рази при використанні нульового і першого наближення в (2) відповідно.

Висновки

1. Запропонований удосконалений оптимальний метод адаптивного прийому сигналів від рухомих джерел з використанням ААР забезпечує ефективність, близьку до максимально можливої.

2. Метод може бути використаний для прийому сигналів від мобільних абонентів в умовах обмежень що накладаються міськими перешкодами (будівлями, іншими спорудами), коли спостерігається кутова дисперсія сигналу, а також в системах супутникового й авіаційного зв'язку.

3. Порівняно з відомим оптимальним методом прийому сигналу даний метод має низьку обчислювальну складність, що важливо для практичного застосування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган // Мир цифровой обработки. 2013.
2. Godara L. C. Smart Antennas / Godara L. C. // CRC Press. 2004. 472 p.
3. Умняшкин С. В. Основы теории цифровой обработки сигналов: учебное пособие. Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2019. 550 с.
4. Беляков Р. О., Радзівілов Г. Д., Лебідь Є. В., Цатурян О. Г. Методика підвищення швидкодії та динамічної точності систем автоматичного керування діаграмою направленості АФАР [Текст] // Збірник наукових праць ВІТІ. 2015. № 1. С. 6–15.
5. Lee K.-A., Gan W.-S., Kuo S. M. Subband Adaptive Filtering: Theory and Implementation. UK, West Sussex: John Wiley and Sons, Ltd., 2009. 324 p.
6. Коуэн Ф. Н., Грант П. М. Адаптивные фильтры / Пер. с англ. Москва: Мир, 1988. 392 с.
7. Джиган В. И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Москва: Успехи современной радиоэлектроники, 2004. 482 с.
8. Шишацький А. В., Жук О. Г., Беляков Р. О. Методика адаптивного управління параметрами МІМО-АФАР // Системи озброєння і військова техніка. 2016. № 4. С. 77–82.
9. Слюсар В. И. Основные понятия теории и техники антенн. Антенные системы евклидовой геометрии. Фрактальные антенны. SMART-антенны. Цифровые антенные решетки (ЦАР). МІМО-системы на базе ЦАР. Особенности построения суперлинейных усилителей. Москва: Техносфера, 2005. 569 с.
10. Беляков Р. О., Мартинюк В. В., Лебідь Є. В., Цатурян О. Г. Аналіз алгоритмів адаптивної фільтрації сигналів в системах радіозв'язку // Збірник наукових праць ВІТІ. 2018. № 4. С. 132–140.