

В.М. Коваль, к.т.н., доц.  
В.М. Романчук, ст. викл.  
С.С. Сабадаш, викл.

Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова Державного університету телекомунікацій

### САМОФОКУСУВАННЯ АДАПТИВНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ В РАДІОЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ З КОСМІЧНИМ АПАРАТОМ

Запропоновано застосування адаптивного алгоритму формування вагових коефіцієнтів за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки, за яким функціонує відома адаптивна антенна решітка (ААР) з «внутрішнім» пілот-сигналом (решітка Уідроу) для автоматичного фокусування ААР одного абонента каналу радіозв'язку на джерело «зовнішнього» пілот-сигналу (ПС) другого абонента.

Для радіолінії у складі бортової адаптивної  $M$ -елементної антенної решітки космічного апарата (КА) і наземної станції (НС), як джерела адитивної суміші корисного сигналу управління КА і вузькосмугового «зовнішнього» ПС, отримано вираз для потужності вихідного сигналу ААР в умовах дії  $m$  джерел взаємно некорельованих перешкод ( $m < M$ ). Оцінені втрати корисного сигналу на виході решітки залежно від потужностей ПС і перешкоди на вході самофокусувальної ААР (СААР) та взаємного кутового розташування НС і джерела перешкоди (ДП). Проведено порівняльний аналіз проходження перешкоди на вихід СААР порівняно із звичайною (без адаптації) антени, а також оцінено виграш у відношенні сигнал/перешкода на виході СААР та звичайної антени для різних параметрів вхідних сигналів. Розроблено вимоги до необхідної потужності ПС на вході решітки, за якої втрати корисного сигналу не перевищують припустимих. Отримано також оцінку перешкодозахищеності СААР для декількох моделей складної сигнальної ситуації у складі шести ДП у бокових і частині головної пелюстки діаграми спрямованості.

**Ключові слова:** адаптивна антенна решітка; ААР; решітка Уідроу; самофокусування ААР; пілот-сигнал.

**Вступ. Постановка проблеми.** Вперше алгоритм мінімуму середнього квадрату похибки (МСКП) формування вагових коефіцієнтів ААР запропонував Уідроу в роботі [1]. Подальші модифікації алгоритму МСКП розвинені у роботах Гріффітса [2] і Фроста [3], де показано можливість встановлення максимуму діаграми спрямованості (ДС) антенної решітки (АР) у напрямку, визначеному вектором ПС з одночасним подавленням перешкод, що надходять з інших напрямків. Для електричного сканування кутового сектора замість фазообертачів можна використати вузькосмугові детерміновані ПС. Останні формуються місцевим генератором пілот-сигналів (ГПС) і вводяться в кожний канал решітки з відповідним міжканальним фазовим зсувом, як це зображено на рисунку 1. Подвійними лініями зображені багатоканальні зв'язки.

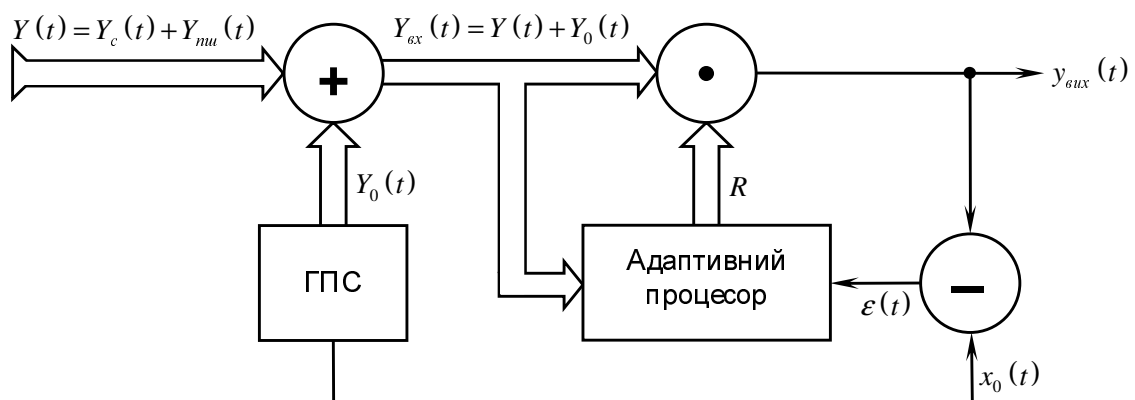


Рис. 1. Структурна схема адаптивної АР з гармонійним ПС для управління ДС

Пілот-сигнал описується вектором:

$$\text{© В.М. Коваль, В.М. Романчук, С.С. Сабадаш, 2014} \quad \mathbf{Y}_0(t) = \mathbf{x}_0(t) \mathbf{A}_0^T$$

(1)

де  $x_0(t)$  — комплексна амплітуда вузькосмугового ПС;  $X_0 = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\| \exp\{jkd \sin \theta_0\} \right\|$  — вектор

фазового розподілу ПС на апертурі решітки;  $k = 2\pi/\lambda$ ;  $d$  — крок решітки;  $l = 1, \dots, M$ ;  $\theta_0$  — напрямок максимуму ДС решітки.

В подібній ААР пілот-сигнали можуть бути легко виділені зі смуги частот вихідного сигналу  $y_{вих}(t)$  через їх вузькосмуговість. Адаптація решітки здійснюється за критерієм МСКП, який мінімізує похибку  $\varepsilon(t) = y_{вих}(t) - x_0(t)$ .

Опорний сигнал  $x_0(t)$  не може бути точно рівним корисному сигналу  $x_c(t)$  у складі  $y_{вих}(t)$ , інакше ні антена, ні сама система зв'язку були б не потрібними. Достатньо, щоб параметри вектора ПС  $Y_0(t)$  були корельованими з деякими параметрами корисного сигналу, наприклад, частотою і фазовим розподілом на апертурі решітки [4, 5]. Будь-які прийняті сигнали з іншим фазовим розподілом, ніж вектор  $X_0$ , сприймаються як заважаючі. У такому випадку адаптивний процесор регулює вагові коефіцієнти так, щоб вилучити їх із вихідного сигналу  $y_{вих}(t)$ . Отже, при вхідному корисному сигналі  $Y_c(t)$  достатньо, щоб  $Y_0(t)$  мав однакову з ним носійну частоту і однаковий фазовий розподіл на апертурі решітки [4, 5].

Типовий варіант застосування подібної ААР — прийом корисного сигналу з напрямку, що відповідає вектору  $X_0$  та подавлення заважаючих сигналів з інших напрямків. Зміненням міжканальної різниці фаз ПС можна здійснювати сканування заданого кутового сектора.

Якщо ПС випромінювати разом з корисним сигналом, наприклад, з борту КА, то приймальна ААР наземної станції буде самофокусуватися на КА і супроводжувати його в межах тривалості «зовнішнього» ПС при відсутності апріорних даних про взаємне розташування абонентів зв'язку. Очевидно, що самофокусування можливе і у зворотному напрямку: бортова адаптивна антена решітка КА здатна автоматично фокусуватися на антену передавача пілот-сигналу НС. В обох випадках в ДС самофокусувальної адаптивної антенної решітки (СААР) формуються провали у напрямках на ДП, відмінних від напрямку фокусування.

Оцінка перешкодозахищеності подібної радіолінії зв'язку є достатньо актуальною та має практичну цінність.

**Аналіз останніх досліджень та публікацій.** Питанням практичного використання ААР, функціонуючих за критерієм МСКП, присвячені роботи [6–9]. Так у публікації [6] розглянута можливість застосування багатопроменевої ААР із взаємно ортогональними променями в радіолінії зв'язку з КА. В роботах [7, 8] показана принципова можливість застосування випадкового сигналу джерела випромінювання (ДВ), прийнятого у винесеному пункті і ретрансльованого у центральний пункт обробки рознесеної станції радіотехнічного контролю (РТК) для використання його, як «зовнішній» ПС. Показано, що поряд з автоматичним фокусуванням ААР на ДВ збільшується кутове надрозділення джерел за рахунок додаткової кореляційної селекції ДВ. В публікації [9] отримана порівняльна оцінка точності положення ДВ в рознесеній кутомірній системі РТК під час застосування у пунктах прийому ААР з ПС або звичайних антен без адаптації для моделі щільного розташування просторово-некорельованих ДВ.

Однак на сьогодні недостатньо досліджено перешкодозахищеність радіолінії із самофокусувальною ААР, а саме: відсутня кількісна оцінка втрат корисного сигналу на виході решітки залежно від інтенсивності ПС, перешкод та взаємного кутового положення їх джерел; відсутній аналіз відношення сигнал/перешкода на виході СААР у складній сигнальній ситуації порівняно з традиційною узгодженою просторовою обробкою, реалізованою в існуючих системах радіозв'язку; відсутні рекомендації щодо обробки «зовнішнього» ПС в суміші з корисним сигналом і перешкодами в діапазоні доплерівських частот у приймачі ПС.

Отже, метою статті є дослідження ААР із «зовнішнім» пілот-сигналом в таких напрямках:

- оцінка втрат потужності корисного сигналу на виході СААР залежно від потужності вхідного ПС, кутового розташування ДП та потужності їх сигналів на входах АР;
- аналіз якості подавлення перешкоди залежно від інтенсивності ПС та перешкоди, кутового розташування ДП відносно напрямку самофокусування;
- розробка рекомендацій до необхідного динамічного діапазону приймальних каналів АР;
- порівняльна оцінка вихідного відношення сигнал/перешкод СААР і звичайної антени з узгодженою просторовою обробкою в складній сигнальній ситуації.

**Викладення основного матеріалу.** Спрощена структурна схема радіолінії зв'язку із бортовою самофокусувальною ААР зображена на рисунку 2.

На відміну від схеми на рисунку 1 пілот/сигнал  $x_0(t)$  формується і випромінюється у суміші з корисним сигналом  $x_c(t)$  передавачем наземної станції.

Вектор сигналів на вході бортової  $M$ - елементної лінійної еквідистантної АР має вигляд:

$$Y_{ex}(t) = Y_c(t) + Y_0(t) + Y_{mul}(t) = [x_c(t) + x_0(t)] X_0 + \sum_{i=1}^m \xi_i(t) X_i + N(t), \quad (2)$$

де  $x_c(t)$ ,  $x_0(t)$  — комплексні амплітуди детермінованих корисного сигналу та пілот-сигналу з дисперсіями  $\sigma_c^2(t)$  та  $\sigma_0^2(t)$ , відповідно;  $\xi_i(t)$  — випадкова комплексна амплітуда перешкоди  $i$ -го джерела з дисперсією  $\sigma_i^2(t) = \overline{\{\xi_i(t)\xi_i^*(t)\}}$ ;  $N^\dagger(t) = [n_1^*(t), n_2^*(t), \dots, n_M^*(t)]$  — вектор-рядок власних шумів каналів АР, складові якого є нормальними, центрованими, стаціонарними, взаємно некорельованими процесами; \* — знак комплексного спряження; † — знак спряження за Ермітом;  $m$  — кількість ДП,  $m < M$ ;  $X_i = \frac{1}{\sqrt{M}} \|\exp\{jkd \sin \theta_i\}\|$ ,  $i = 1, \dots, M$  — вектор фазового розподілу перешкоди  $i$ -го ДП на апертурі решітки;  $X_0$  — вектор ПС, визначений в (1).

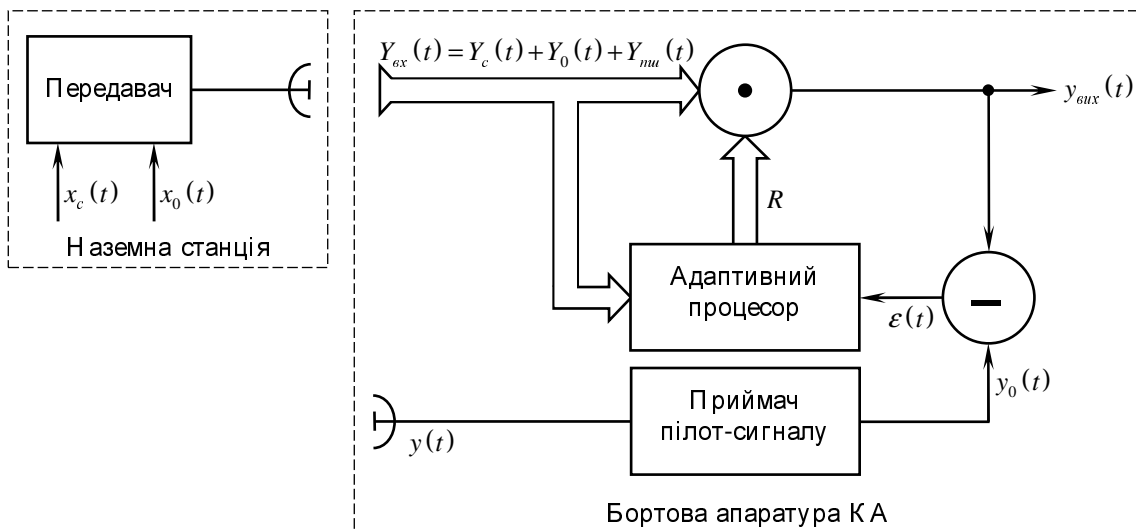


Рис. 2. Структурна схема ААР із самофокусуванням на «зовнішній» ПС

На вході бортової антени приймача ПС (рис. 2) діє сигнал:

$$y(t) = [x_0(t) + x_c(t)] F(\theta_0) + \sum_{i=1}^m \xi_i(t) F(\theta_i) + n(t), \quad (3)$$

де  $F(\theta_0)$  та  $F(\theta_i)$  — значення нормованої ДС цієї антени у напрямках  $\theta_0$  та  $\theta_i$ , відрахованих відносно максимуму її ДС, спрямованому на НС та на  $i$ -те джерело перешкоди (прийmemo  $F(\theta_0) = 1$ );  $n(t)$  — власні шуми приймача ПС.

Основною задачею приймача ПС є частотна селекція на основі фазового автопідстроювання вузькосмугового пілот-сигналу в суміші з порівняно широкосмуговими корисним сигналом і перешкодами в діапазоні доплерівських частот. На виході приймача отримаємо пілот-сигнал із залишками заважаючих сигналів:

$$y_0(t) = x_0(t) + K_{II} \left[ x_c(t) + \sum_{i=1}^m \xi_i(t) F(\theta_i) \right], \quad (4)$$

де  $K_{II} = \Delta f_0 / \Delta f_c \ll 1$  — коефіцієнт подавлення заважаючих сигналів у вузькосмуговому фільтрі приймача;  $\Delta f_0$  та  $\Delta f_c$  — ширина спектра ПС і заважаючих сигналів, відповідно.

Вихідний сигнал решітки дорівнює:

$$y_{вих}(t) = R^\dagger Y_{ex}(t), \quad (5)$$

де  $R = \sigma_u^2 h_0 X_0 \Phi^{-1} X_0$  – ваговий вектор, що сформований адаптивним процесором [4];  $h_0 = \sigma_0^2 / \sigma_u^2$  – нормована до дисперсії власних шумів  $\sigma_u^2$  потужність пілот-сигналу;  $\Phi = \overline{\{Y_{ex}(t)Y_{ex}^\dagger(t)\}}$  – кореляційна матриця (КМ) вхідних сигналів.

Враховуючи взаємну некорельованість корисного сигналу, пілот-сигналу, перешкод і власних шумів каналів решітки, можливо отримати:

$$\Phi = \sigma_u^2 \left[ I + (h_c + h_0) X_0 X_0^\dagger + \sum_{i=1}^m h_i X_i X_i^\dagger \right], \quad (6)$$

де  $h_i = \overline{\{\xi_i(t)\xi_i^*(t)\}} / \sigma_u^2$  – нормована потужність  $i$ -ої перешкоди на вході АР;  $I$  –  $M$ -розмірна одинична матриця;  $h_c = \sigma_c^2 / \sigma_u^2$  – нормована потужність корисного сигналу на вході решітки.

Нормована потужність вихідних сигналів решітки дорівнює:

$$H_{вих} = \overline{\{y_{вих}(t)y_{вих}^*(t)\}} / \sigma_u^2.$$

З урахуванням виразів (5) та (6) отримаємо:

$$H_{вих} = R^\dagger \Phi R = h_0^2 X_0^\dagger \Phi^{-1} X_0. \quad (7)$$

Для оцінки перешкодозахищеності бортової ААР із «зовнішнім» ПС знайдемо потужності окремо корисного сигналу, перешкоди на її виході, а також вихідне відношення сигнал/перешкода залежно від кутового положення ДП відносно максимуму ДС ААР, сфокусованої на НС.

Відповідно до виразу (7) нормована потужність корисного сигналу на виході ААР дорівнює

$$H_c = R^\dagger \Phi_c R, \quad (8)$$

де  $\Phi_c = \sigma_u^2 h_c X_0 X_0^\dagger$  – КМ корисного сигналу;  $R$  і  $\Phi$  – визначені у виразах (5) та (6), відповідно.

Аналогічно (8) можна записати нормовану потужність перешкод у суміші з власними шумами каналів на виході решітки:

$$H_{ми} = R^\dagger \Phi_n R, \quad (9)$$

де  $\Phi_n = \sigma_u^2 \left[ I + \sum_{i=1}^m h_i X_i X_i^\dagger \right]$  – КМ перешкод і власних шумів каналів решітки.

Відношення сигнал/перешкода (ВСП) на виході:

$$q_{ар} = H_c / H_{ми}. \quad (10)$$

Для порівняння запишемо ВСП на виході не адаптивної антени, якою може бути АР з узгодженою просторовою обробкою або апертурна антена таких самих розмірів, що й решітка з адаптацією:

$$q = h_c \left[ 1 + \sum_{i=1}^m h_i F^2(\theta_i) \right]^{-1}, \quad (11)$$

де  $F(\theta_i) = |X_i^\dagger X_0|$  – значення нормованої ДС антени в напрямку на  $i$ -те ДП.

На рисунку 3 подані результати розрахунку залежності  $H_c$  від кутового положення  $\theta_n$  джерела перешкоди ( $m=1$ ), відповідно до виразу (8) для кількох значень потужності перешкоди  $h$  і пілот-сигналу  $h_0 = 10$  дБ (рис. 3, а),  $h_0 = 20$  дБ (рис. 3, б) на входах 12-ти елементної ААР. Стрілкою показаний напрямок фокусування решітки на НС, в розрахунках прийнятий  $\theta_0 = 0$ .

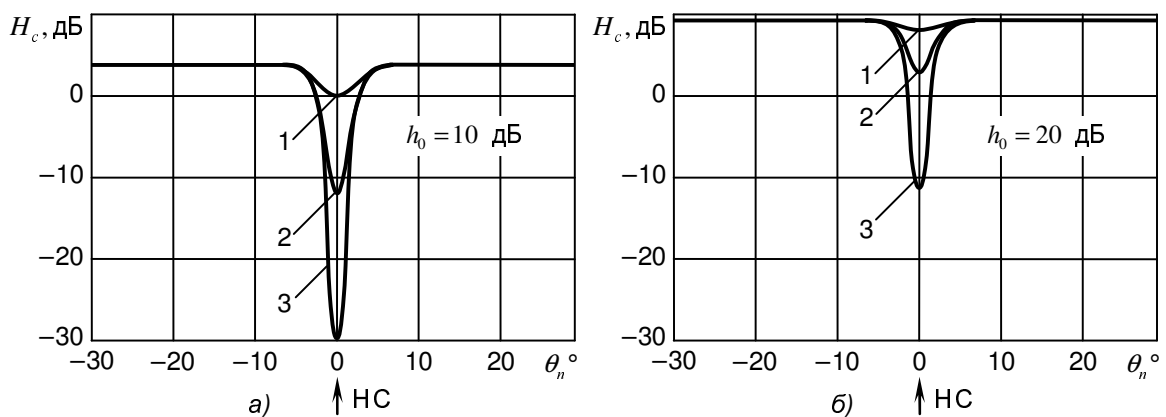


Рис. 3. Проходження корисного сигналу на вихід СААР для  $M = 12$ ,  $h_c = 10$  дБ і потужності перешкоди: 1 —  $h = 10$  дБ; 2 —  $h = 20$  дБ; 3 —  $h = 30$  дБ

Потужність перешкоди на виході ААР залежно від  $\theta_n$  розрахована згідно з (9) і представлена на рисунку 4 для двох значень потужності пілот-сигналу:  $h_0 = 10$  дБ (рис. 4, а) і  $h_0 = 20$  дБ (рис. 4, б) і кількох значень потужності перешкоди на вході решітки.

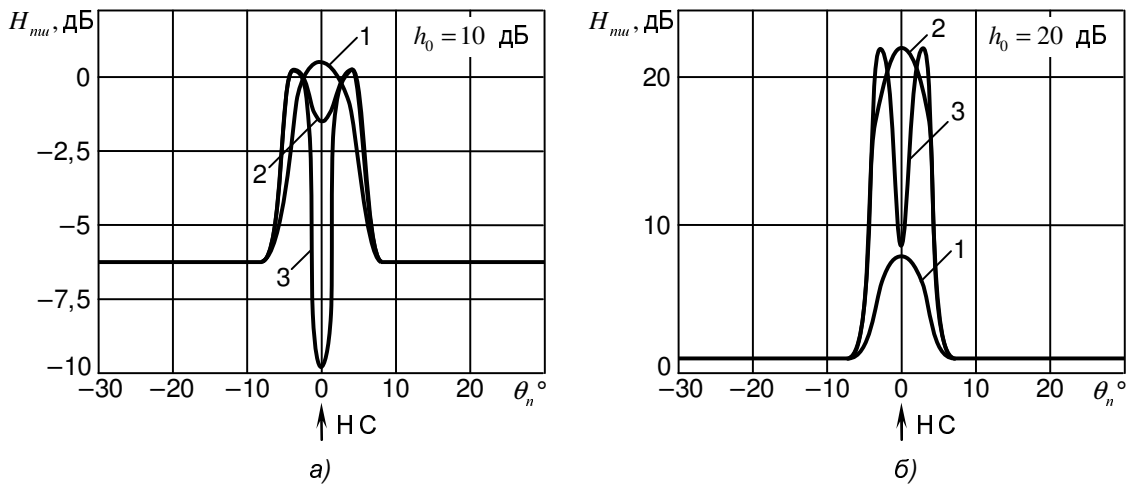


Рис. 4. Проходження перешкоди на виході ААР для  $M = 12$ ,  $h_0 = 10$  дБ (а),  $h_0 = 20$  дБ (б) і потужності перешкоди: 1 —  $h = 10$  дБ; 2 —  $h = 20$  дБ; 3 —  $h = 30$  дБ

Розрахунки підтверджують, що перешкода ефективно подавлюється у бокових і навіть у частині головної пелюстки ДС під час будь-якого співвідношення потужностей ПС і перешкоди. Максимальний рівень перешкоди на виході решітки спостерігається під час розташування її джерела тільки у максимумі ДС, який сфокусований на НС. При цьому відносний рівень перешкоди на виході  $H_{mii}/h$  пропорційний  $h_0/h$  на вході решітки так само, як і відносний рівень корисного сигналу на виході  $H_c/h_c$  пропорційний  $h_0/h_c$  (рис. 3). Так, при  $h_0 = 20$  дБ (рис. 4, б) сильна перешкода ( $h = 30$  дБ) у напрямку фокусування подавлюється до величини  $H_{mii} = 7$  дБ, а слабка ( $h = 10$  дБ) подавлюється менше:  $H_{mii} = 6$  дБ. Цей факт свідчить про властивість ААР з ПС пропускати на вихід будь-які слабкі (порівняно з ПС) сигнали у максимумі ДС і подавлювати сильні.

На рисунку 5 представлені залежності відношення сигнал/перешкода  $q_{ap}(\theta_n)$  на виході СААР (рис. 5, а) і на виході антени без адаптації  $q(\theta_n)$  – рисунок 5, б, розраховані відповідно до виразів (10) і (11). Розміри апертур антен прийняті однаковими.

Виграш у вихідному ВСП в адаптивній решітці  $v = q_{ap}/q$  наведений на рисунку 6. Максимальний виграш спостерігається під час розташування ДП в області  $\pm 0,5\Delta\theta_A$  і більший для більш потужної перешкоди. В напрямку КА — НС і в напрямках природніх «нулів» ДС виграш відсутній.

Як впливає із (8) та (9), проходження корисного сигналу і перешкоди на вихід ААР однаково залежить від потужності пілот-сигналу, тому величина  $q_{ap}$  і виграш у ВСП не залежить від інтенсивності ПС. Цей факт дає підставу для вибору потужності вхідного ПС у межах  $100h_c \geq h_0 \geq 10h_c$ , що зменшує вимоги до динамічного діапазону приймальних каналів антенної решітки по пілот-сигналу. Він має бути достатнім лише для забезпечення лінійності каналів решітки при обробці потужних сигналів перешкод.

Проведемо аналогічні розрахунки для складної сигнальної ситуації, коли в секторі огляду діють шість джерел перешкод з довільним їх розташуванням і потужністю випромінювання. Розглянемо три варіанти сигнальної ситуації, які умовно зображені на рисунку 7. У таблиці 1 наведено кутові напрямки розташування джерел перешкод відповідно до номера сигнальної ситуації. Приймається, що ДС решітки сфокусована на наземну станцію.

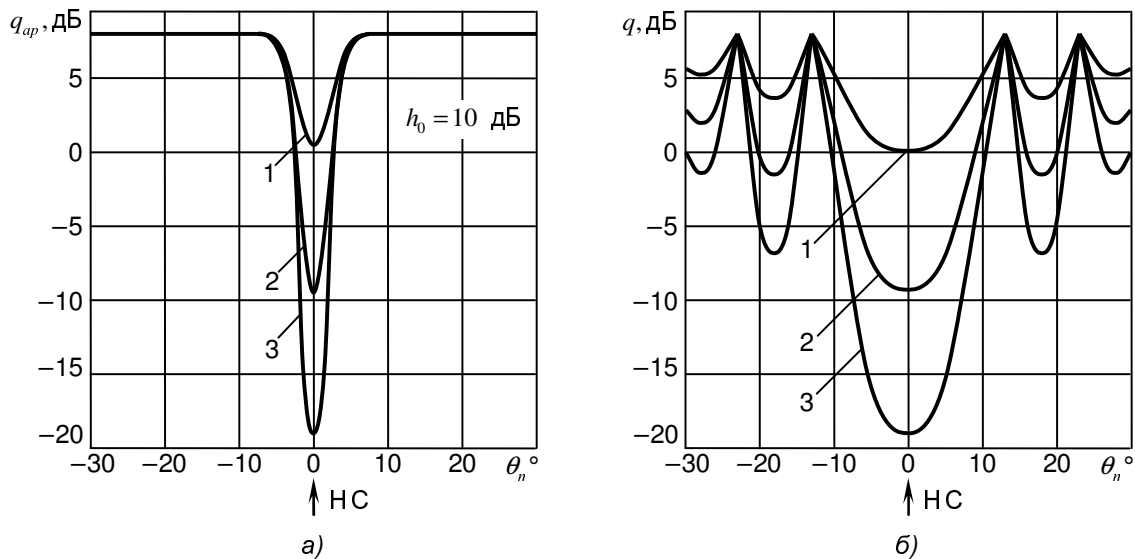


Рис. 5. Вихідне відношення сигнал/перешкода для  $M = 12$ ,  $h_c = 10$  дБ і потужності перешкоди: 1 —  $h = 10$  дБ; 2 —  $h = 20$  дБ; 3 —  $h = 30$  дБ

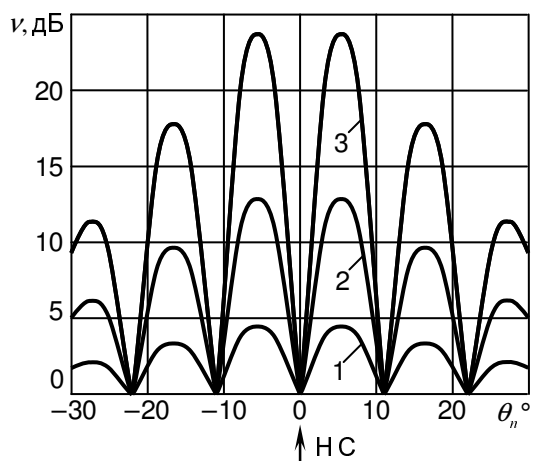


Рис. 6. Виграш у вихідному ВСП ААР для  $M = 12$ ,  $h_c = 10$  дБ і потужності перешкоди: 1 —  $h = 10$  дБ; 2 —  $h = 20$  дБ; 3 —  $h = 30$  дБ

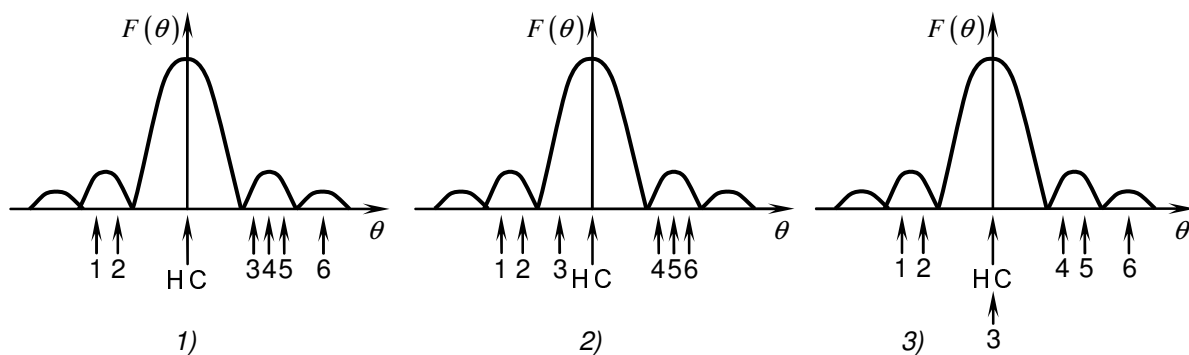


Рис. 7. Варіанти розташування джерел перешкод для  $M = 12$ ,  $h_c = 10$  дБ;  $h_0 = 30$  дБ;  $h_i = 30$  дБ ( $i = 1, \dots, 6$ )

Таблиця 1

Кутові напрямки розташування ДП для різних варіантів сигнальної ситуації

№	1						2						3					
	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6
$\theta_n, ^\circ$	-15	-14	13	14	15	25	-15	-14	-6	13	14	15	-15	-14	0	14	15	25

Скориставшись виразами (8)–(11), результати розрахунків представимо у таблиці 2, де всі величини розраховані в децибелах. Потужність ПС у розрахунках прийнято  $h_0 = 30$  дБ, потужність корисного сигналу на вході решітки  $h_c = 10$  дБ, а потужності джерел перешкод складають  $h_i = 30$  дБ ( $i = 1, \dots, 6$ ). Для порівняння там же наведені розраховані відповідні величини під час використання звичайної (без адаптації) антени однакового з ААР розміру.

Таблиця 2

## Результати розрахунків

Тип антени	Варіант розташування джерел перешкод											
	1				2				3			
	$H_c$	$H_{mi}$	ВСП	$\nu$	$H_c$	$H_{mi}$	ВСП	$\nu$	$H_c$	$H_{mi}$	ВСП	$\nu$
ААР з ПС	9,9	0,54	9,4	23,4	9,88	5,94	3,9	20,4	3,9	23,9	—20	1
Антенa без адаптації	10	24	—14		10	26,5	—16,5		10	31	—21	

Видно, що тільки у третьому варіанті розташування одного з ДП у максимумі ДС адаптивної решітки перешкода проходить на її вихід і маскує корисний сигнал, зменшуючи вихідне ВСП. Незначний вииграш у ВСП порівняно зі звичайною антеною ( $\nu = 1$  дБ) зумовлений подавленням в СААР перешкод тих джерел, які розташовані у бокових пелюстках ДС. В інших варіантах сигнальної ситуації, коли ДП розташовані у бокових (варіант 1) і навіть у частині головної пелюстки (варіант 2) самофокусування ААР на НС супроводжується ефективним подавленням потужних перешкод. Застосування у цих умовах звичайної антени призводить до повного порушення функціонування радіолінії.

**Висновки:**

1. Втрати потужності корисного сигналу при його проходженні на вихід СААР залежать від співвідношення  $h_0/h_c$  на вході, потужності і кутового розташування ДП. Припустимі втрати, що не перевищують 2 дБ, досягаються при  $h_0 \geq 10h_c$  (рис. 3, б), коли джерело перешкоди розташоване у бокових пелюстках ДС решітки. Отже, отримана оцінка необхідної величини  $h_0$  не пред'являє жорстких вимог до динамічного діапазону каналів АР по ПС, який буде визначатися лише очікуваним максимальним рівнем перешкод на вході решітки, коли  $h_i \geq h_0$ .

2. Проходження перешкоди на вихід ААР і суттєве маскування нею корисного сигналу буде лише при розташуванні ДП у максимумі сфокусованої на НС діаграми спрямованості. При цьому її потужність  $H_{mi} \approx h[h_0/(h_0 + h)]^2$ , тобто при слабкому пілот-сигналі ( $h_0 \ll h$ ) перешкода подавлюється до рівня  $h(h_0/h)^2$ , а при сильному ( $h_0 \gg h$ ) вона проходить на вихід з малими втратами, маскуючи корисний сигнал. Цей факт підтверджує доцільність вибору потужності ПС на вході решітки, орієнтуючись лише на припустимі втрати корисного сигналу, тобто  $h_0 \geq 10h_c$ .

3. В складній сигнальній ситуації СААР зберігає суттєві переваги перед не адаптивною антеною за перешкодозахищеністю, окрім варіанта розташування ДП у напрямку самофокусування. Очевидно, що саме цей варіант є малоімовірним для космічної радіолінії зв'язку при самофокусуванні ААР наземної станції на КА — джерело пілот-сигналу.

**Список використаної літератури:**

1. Adaptive Antenna Systems / B.Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths, B.B. Goode // Proc. IEEE. – Vol. 55. – 1967.
2. Griffiths L.J. A Simple Adaptive Algorithm for Real — Time Processing in Antenna Arrays / Griffiths L.J. // Proc. IEEE. – Vol. 57. – 1969.
3. Frost O.L. An Algorithm for Linear Constrained Adaptive Array Processing / O.L. Frost // Proc. IEEE. – Vol. 60. – 1972.
4. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. ; пер. с англ. — М. : Радио и связь, 1986. — 448 с.
5. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства / Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев. — М. : Радио и связь, 1989. — 352 с.

6. Коваль В.М. Протидія несанкціонованому втручанню в системи супутникових комунікацій / В.М. Коваль, В.В. Іваницька // Тези доп. ХІХ наук.-практ. конф. «Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення». – Житомир : ЖВІ НАУ, 2012. — Ч. 1. — С. 160—161.
7. Коваль В.М. Спільне використання кореляційної та адаптивної просторової обробки сигналів для підвищення ефективності кутового спектрального оцінювання / В.М. Коваль, Д.В. Коваль, М.В. Коваленко // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем спеціального призначення. – Житомир : ЖВІРЕ, 2001. — Вип. 4 — С. 105—114.
8. Коваль В.М. Адаптивна просторова селекція джерел радіовипромінювання в рознесених системах радіотехнічного контролю / В.М. Коваль // Тези доп. міжвуз. науково-практ. конф. «Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення». – Житомир : ЖВІ НАУ, 2009. – Ч. 1. – С. 31–32.
9. Коваль В.М. Порівняльна оцінка точності місцевизначення джерел радіовипромінювання існуючими комплексами РТК і перспективною системою адаптивної пеленгації / В.М. Коваль, Д.В. Коваль, С.В. Ткачук // Тези ХVІІІ наук.-практ. конф. «Наукові проблеми розробки, модернізації та застосування інформаційних систем». – Житомир : ЖВІ НАУ, 2008. – Ч. 1. – С. 51–52.

КОВАЛЬ Володимир Миколайович — кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри радіотехнічних систем Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Державного університету телекомунікацій.

Наукові інтереси:

- адаптивна просторова обробка сигналів у багатопозиційних системах прийому;
- перешкодозахищеність радіолокаційних і телекомунікаційних систем.

РОМАНЧУК Василь Максимович — старший викладач кафедри радіотехнічних систем Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Державного університету телекомунікацій.

Наукові інтереси:

- антени із синтезованим розкритом.

САБАДАШ Сергій Сергійович — викладач кафедри радіотехнічних систем Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Державного університету телекомунікацій.

Наукові інтереси:

- цифрове оброблення сигналів.

Стаття надійшла до редакції 15.10.2014