

Л. Я. Ільницький, О. А. Щербина, Н. М. Білоус

### АНТЕННА СИСТЕМА З АМПЛІТУДНОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ ЗАВАДИ

*Розроблено структурну схему антенної системи з амплітудною компенсацією завади, яка може використовуватись для вимірювання параметрів електромагнітного поля в складній завадовій обстановці.*

**Постановка проблеми.** У довідниках з радіоконтролю завданням служби радіомоніторингу є вимірювання напруженості електромагнітного поля. В умовах складної електромагнітної обстановки прийом корисного сигналу супроводжується одночасним прийманням завад. Якщо їх частоти значно відрізняються від частоти корисного сигналу, то схемними засобами можна практично повністю виокремити напругу корисного сигналу. Але в деяких випадках частоти завади можуть бути близькими до частоти сигналу, тобто напруга завади і напруга сигналу будуть знаходитися в частотній смузі пропускання приймача. За такої ситуації виокремлення сигналу вимагає значних ускладнень у схемах як приймача, так і передавача. Можливі й такі ситуації, коли багатошляхове поширення радіохвиль призводить до виникнення інтерференційних явищ, які можуть унеможливити приймання необхідної інформації. Відомо, що в цьому випадку використовують методи рознесеного випромінювання і рознесеного приймання радіохвиль або можливі методи модуляції радіоколиваль. Недоліками цих методів є те, що вони можуть застосовуватися для радіоліній, у яких завчасно закладені необхідні схемні рішення, тобто в яких при проектуванні передбачені необхідні засоби боротьби із завадами.

У загальному випадку бажано було б мати антену з адаптацією до електромагнітної обстановки або ту, у якій передбачалась би компенсація завади відносно простими засобами. Очевидно, що такий спосіб підвищення відношення сигнал/завада не вимагає використання рознесених систем випромінювання і приймання радіохвиль, особливих видів модуляції та жорстких умов вибірності приймачів.

**Формулювання завдання дослідження.** В антенній системі [1], що складається з двох елементів, амплітудна компенсація завади здійснюється схемою, у якій використовуються інтегратори. Недоліки такої схеми якраз і полягають у їх застосуванні. Процес інтегрування виконується за певний, відносно великий, проміжок часу, що викликає затримку обчислення проміжних результатів і тим самим знижує швидкодію пристрою. Схема пристрою ускладнюється, оскільки в кінці кожного періоду інтегрування напруга на виході інтегратора повинна набувати початкового значення. Нарешті, досить важливою є вимога, щоб частота завади відрізнялася від частот сигналу, тобто коливання завади і сигналу не були когерентними. А це означає, що при такому способі адаптації до електромагнітної обстановки неможливо позбутися від інтерференційної завади, яка виникає внаслідок багатошляхового поширення радіохвиль.

Усунення вказаних недоліків вимагає розробки іншого алгоритму функціонування пристрою обробки сигналів. У новій схемі бажано не використовувати процеси

інтегрування і передбачити можливість компенсації завади, яка формується радіохвилями з тією ж частотою, що і корисний сигнал.

**Огляд останніх досліджень і публікацій.** Опубліковані в наукових журналах роботи [2, 3] присвячено спорідненим завданням. У наукових джерелах [4, 5] детально описано теоретичне рішення та принцип дії антенних решіток з амплітудною компенсацією. Але приклади практичної реалізації, на жаль, відсутні. Базуючись на цих засадах, автори даної роботи синтезували структурну схему антенної системи з амплітудною компенсацією, яка б могла використовуватись для вимірювання параметрів поля з урахуванням складних завад.

**Виклад основного матеріалу.** Розглянемо можливість компенсації завади за допомогою антенної решітки, що складається з трьох елементів (рис. 1).

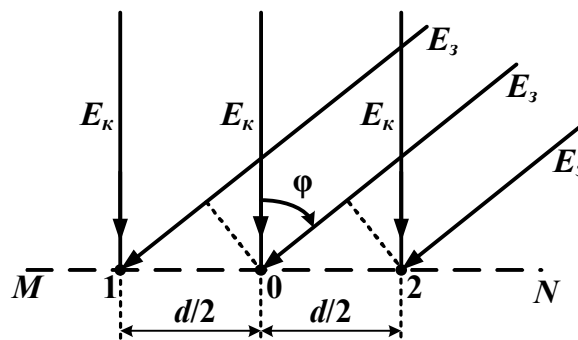


Рис. 1. Схематичне зображення антенної решітки

Електромагнітна хвиля, яка переносить корисну інформацію з напруженістю електричного поля  $E_k$ , падає на антенну систему перпендикулярно лінії розташування елементів решітки MN. Хвиля, яка створює завади роботі радіоканалу, має напруженість  $E_3$  і падає на антену під кутом  $\varphi$  відносно перпендикуляру до лінії MN. Очевидно, що в загальному випадку

$$\left. \begin{aligned} E_k &= E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) \\ E_3 &= E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де  $E_m^k$  і  $E_m^3$  – амплітудні значення напруженості електричних полів радіохвиль корисного сигналу і завади;

$\omega_k$  і  $\omega_3$  – колові частоти електромагнітних коливань сигналу і завади;

$\psi_k$  і  $\psi_3$  – початкові фази коливань сигналу і завади;

$t$  – поточний час.

З рис. 1 випливає, що напруги на затискачах елементів антенної решітки описуються так:

$$U_0 = l_0 E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_0 E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3); \quad (2)$$

$$U_1 = l_0 E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_0 E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3 - \psi); \quad (3)$$

$$U_2 = l_0 E_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + l_0 E_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3 + \psi), \quad (4)$$

де  $U_0, U_1, U_2$  – напруга на затискачах елементів 0, 1, 2;

$l_0$  – діюча довжина елемента решітки;

$\psi = \frac{kd}{2} \sin \varphi$  – фазовий зсув, зумовлений різницею ходу променів.

Для обробки отриманих напруг доцільно використати перенос частотних спектрів сигналу і завади в більш зручний діапазон і гетеродинуванням забезпечити подальші перетворення на вибраній фіксованій проміжній частоті. Позначимо коефіцієнт передачі цих допоміжних блоків пристрою як  $A$ . Отже, напруги після частотного перетворення і підсилення зі збереженням амплітудних і фазових співвідношень між ними набудуть такого вигляду:

$$U_3 = AU_0; U_4 = AU_1; U_5 = AU_2. \quad (5)$$

Очевидно, що напругу  $U_3$  можна описати у такий спосіб:

$$U_3 = U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3), \quad (6)$$

де амплітуди напруг корисного сигналу  $U_k$  і завади  $U_3$  визначаються як

$$\left. \begin{aligned} U_m^k &= A l_0 E_m^k \\ U_m^3 &= A l_0 E_m^3 \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

Знаходимо суму напруг  $U_4$  і  $U_5$

$$U_6 = U_4 + U_5 = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k) + 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \cos \psi \quad (8)$$

і різницю

$$U_7 = U_4 - U_5 = 2U_m^3 \sin(\omega_3 t + \psi_3) \sin \psi. \quad (9)$$

Підсилимо напругу  $U_3$  (6) рівно в два рази і віднімемо від неї напругу  $U_6$  (8). У результаті отримаємо

$$U_8 = 2U_3 - U_6 = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) (1 - \cos \psi). \quad (10)$$

Вирази (9) і (10) дають можливість визначити фазовий зсув  $\psi$ . Після амплітудних детекторів напруги (9) і (10) набувають такого вигляду:

$$\left. \begin{aligned} U_9 &= |2U_m^3 \sin \psi| \\ U_{10} &= 2U_m^3 (1 - \cos \psi) \end{aligned} \right\}. \quad (11)$$

Відношення одержаних напруг дорівнює

$$\frac{U_9}{U_{10}} = \frac{\sin \psi}{1 - \cos \psi} = a \text{ при } \sin \psi > 0 \text{ і } a > 0. \quad (12)$$

Далі можливі два варіанти розрахунку фазового зсуву. При одному з них розв'язуємо таке рівняння відносно змінної  $\cos \psi$  (або відносно змінної  $\sin \psi$ ):

$$\sin \psi = a(1 - \cos \psi). \quad (13)$$

В іншому варіанті безпосередньо знаходимо

$$\frac{\sin \psi}{1 - \cos \psi} = \frac{2 \sin \frac{\psi}{2} \cos \frac{\psi}{2}}{2 \sin^2 \frac{\psi}{2}} = \operatorname{ctg} \frac{\psi}{2} = a. \quad (14)$$

Тоді з виразу (14) отримаємо

$$\operatorname{ctg} \psi = \frac{a^2 - 1}{2a}. \quad (15)$$

А з рівняння (13) маємо

$$\cos \psi = \frac{a^2 - 1}{a^2 + 1}, \quad (16)$$

$$\sin \psi = \frac{2a}{a^2 + 1}. \quad (17)$$

Вирази (15) і (17) справедливі, коли напрям падіння хвилі завади знаходиться в першому квадранті. Вираз (16) справедливий для азимутального кута  $\varphi$  в межах  $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$ . Отже, використання виразу (15) або (17) вимагає додаткового визначення знака кута  $\psi$ , що може дещо ускладнити схему обробки сигналів. Але є ще один фактор, який впливає на подальший вибір алгоритму обробки напруг. Це динамічний діапазон зміни коефіцієнта передачі керованого чотиріполюсника. Якщо використовується величина  $\cos \psi$  (16), то необхідно домножити амплітуду напруги  $U_3$  (6) на  $2 \cos \psi$ :

$$U_{11} = 2U_3 \cos \psi = 2U_m^k \cos \psi \cos(\omega_k t + \psi_k) + 2U_m^s \cos \psi \cos(\omega_s t + \psi_s). \quad (18)$$

Потім віднімемо напругу (18) від напруги (8):

$$U_{12} = U_6 - U_{11} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k)(1 - \cos \psi). \quad (19)$$

З виразу (19) напруга корисного сигналу, яка пропорційна напруженості поля  $E_k$ , дорівнює

$$U_{13} = \frac{U_8}{1 - \cos \psi} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k). \quad (20)$$

Отже, щоб отримати напругу сигналу без завад, необхідно амплітуду напруги  $U_2$  помножити на величину  $1/(1 - \cos \psi)$ . Практично це можна зробити, якщо напругу  $U$

подати на вхід чотириполюсника, коефіцієнт передачі якого визначається як  $K_1 = 1/(1 - \cos \psi)$  і який залежить від кута  $\psi$ . Динамічний діапазон коефіцієнта передачі залежить від зміни положення джерела завади, тобто від азимутального кута  $\varphi$ .

На рис. 2 зображена залежність коефіцієнта передачі від азимутального кута за умови, що відстань між елементами антени  $d = \lambda/2$ . За малих значень кута  $\varphi$  коефіцієнт підсилення стрімко зростає, що і може обмежити мінімальні азимутальні кути.

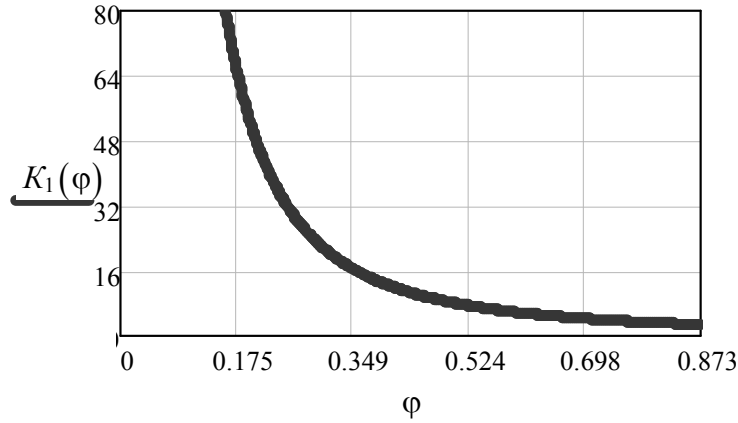


Рис. 2. Залежність коефіцієнта передачі  $K_1$  від азимутального кута

При інших способах компенсації завади чотириполюсник повинен мати коефіцієнт передачі  $K_2 = 0,5 \operatorname{cosec} \psi$  або  $K_3 = \operatorname{ctg} \psi$ . Але в цих випадках необхідно мати інформацію про знак кута  $\varphi$ , тобто необхідно знати, в якому квадранті знаходиться напрям поширення хвилі  $\varphi$ .

Для визначення знака кута  $\varphi$  використаємо напруги  $U_7$  і  $U_8$ . З виразу (10) випливає, що напруга  $U_8$  не залежить від знака фазового зсуву  $\psi$ . Напруга  $U_7$  (9) змінює фазу на  $180^\circ$  залежно від знака кута  $\psi$ . Отже, зсунемо фазу напруги  $U_7$  на  $90^\circ$ . Отримаємо

$$U_{14} = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_3) \sin \psi. \quad (21)$$

Сума напруг визначається як

$$U_{15} = U_8 + U_{14} = 4U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \cos(\omega_3 t + \psi_3) \left( \sin \frac{\Psi}{2} + \cos \frac{\Psi}{2} \right). \quad (22)$$

Різниця має такий вигляд:

$$U_{16} = U_8 - U_{14} = 4U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \cos(\omega_3 t + \psi_3) \left( \sin \frac{\Psi}{2} - \cos \frac{\Psi}{2} \right). \quad (23)$$

Після детекторів отримаємо амплітуди напруг  $U_{15}$  і  $U_{16}$ :

$$\left. \begin{aligned} U_{17} &= \left| U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \left( \sin \frac{\Psi}{2} + \cos \frac{\Psi}{2} \right) \right| \\ U_{18} &= \left| U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \left( \sin \frac{\Psi}{2} - \cos \frac{\Psi}{2} \right) \right| \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Піднесемо напруги (24) до квадрату:

$$\left. \begin{aligned} U_{17}^2 &= \left( U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \right)^2 (1 + \sin \Psi) \\ U_{18}^2 &= \left( U_m^3 \sin \frac{\Psi}{2} \right)^2 (1 - \sin \Psi) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Відношення квадратів напруг позначимо символом  $b^2$ :

$$b^2 = \frac{U_{17}^2}{U_{18}^2} = \frac{1 - \sin \Psi}{1 + \sin \Psi}. \quad (26)$$

З виразу (26) отримаємо формулу для визначення кута  $\Psi$ :

$$\sin \Psi = \frac{b^2 - 1}{b^2 + 1}. \quad (27)$$

З формули (27) випливає, що для випадків, коли наруга  $U_{15} > U_{16}$ , фазовий зсув  $\Psi > 0$ , тобто азимутальний напрям падіння хвилі завади знаходиться в першому квадранті. Якщо  $U_{15} < U_{16}$ , то  $\Psi < 0$  і азимутальний кут  $\varphi$  знаходиться у четвертому квадранті.

За відомим значенням функції  $\sin \Psi$  (27) можна створити чотириполіусник з коефіцієнтом передачі  $K_2 = 0,5 \operatorname{cosec} \Psi$ . Помноживши напругу  $U_{14}$  (21) на коефіцієнт передачі чотириполіусника, визначимо напругу завади:

$$U_{19} = K_2 U_{14} = U_m^3 \cos(\omega_3 t + \Psi_3). \quad (28)$$

Різниця напруг  $U_3$  і  $U_{19}$  дорівнює напрузі корисного сигналу:

$$U_{20} = U_3 - U_{19} = U_m^k \cos(\omega_k t + \Psi_k). \quad (29)$$

Залежність коефіцієнта передачі  $K_2$  від кута  $\varphi$  наведено на рис. 3.

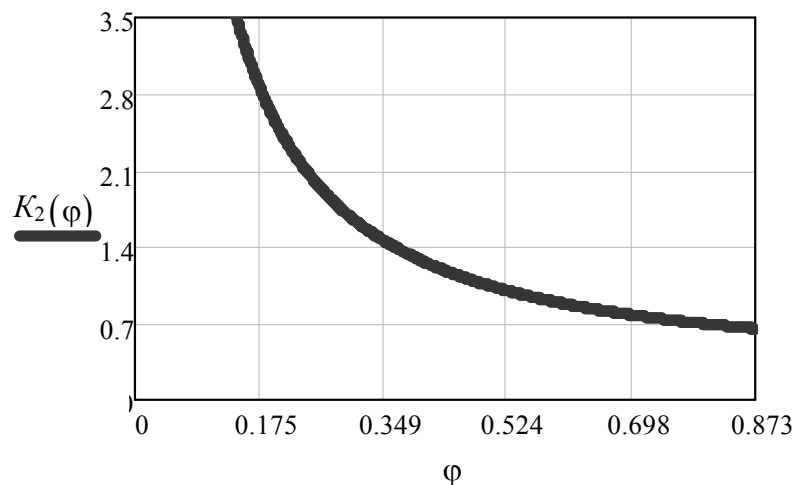


Рис. 3. Залежність коефіцієнта передачі  $K_2$  від азимутального кута

Третій спосіб виокремлення напруги сигналу полягає у використанні коефіцієнта передачі чотириполюсника

$$K_3 = \operatorname{ctg} \psi = \frac{2b^2}{b^2 + 1}. \quad (30)$$

При підведенні до входу чотириполюсника напруги  $U_{14}$  (21) на вихідних затискачах отримаємо

$$U_{21} = U_{14} \operatorname{ctg} \psi = 2U_m^3 \cos(\omega_3 t + \psi_s) \cos \psi. \quad (31)$$

Віднімаємо цю напругу від напруги  $U_6$ :

$$U_{22} = U_6 - U_{21} = 2U_m^k \cos(\omega_k t + \psi_k). \quad (32)$$

Зміну коефіцієнта передачі  $K_3$  залежно від кута  $\varphi$  зображено на рис. 4. Якщо  $\psi = 90^\circ$ , то  $K_1 = 1$ ,  $K_2 = 0,5$  і  $K_3 = 0$ . При  $\psi \rightarrow 0$  всі коефіцієнти передачі повинні наближатися до нескінченно великих значень.

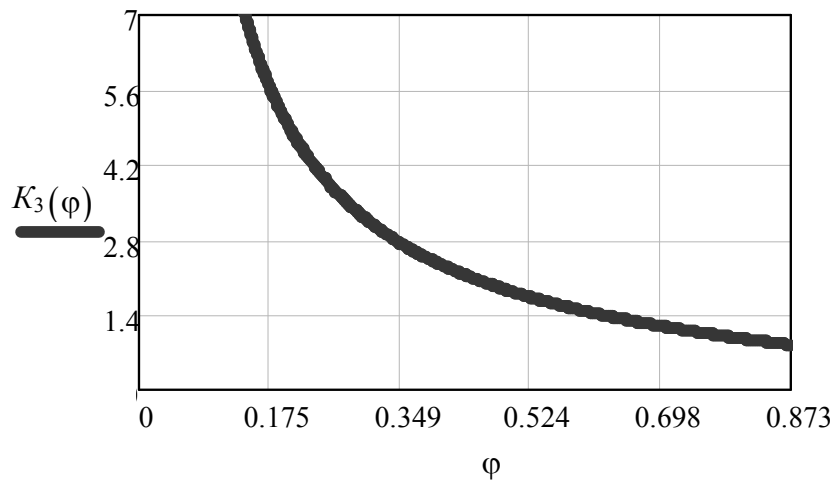


Рис. 4. Залежність коефіцієнта передачі  $K_3$  від азимутального кута

Чотириполюсник з коефіцієнтом передачі  $K_3$  при  $\varphi \leq 30^\circ$  є підсилювачем, а при  $\varphi \geq 30^\circ$  – подільник напруги. Чотириполюсники з коефіцієнтом передачі  $K_1$  або  $K_2$  можуть використовуватися як підсилювачі з керованим коефіцієнтом підсилення. Чотириполюсник з коефіцієнтом передачі  $K_2$  має менший динамічний діапазон коефіцієнта підсилення в певному інтервалі кутів  $\varphi$ , ніж чотириполюсник з передачею  $K_1$ .

**Структурна схема антени.** Схемну реалізацію виведених функціональних зв'язків для визначення напруги корисного сигналу  $U_k$ , напруги завади азимутального кута положення джерела завади  $\varphi$  зображено на рис. 5.

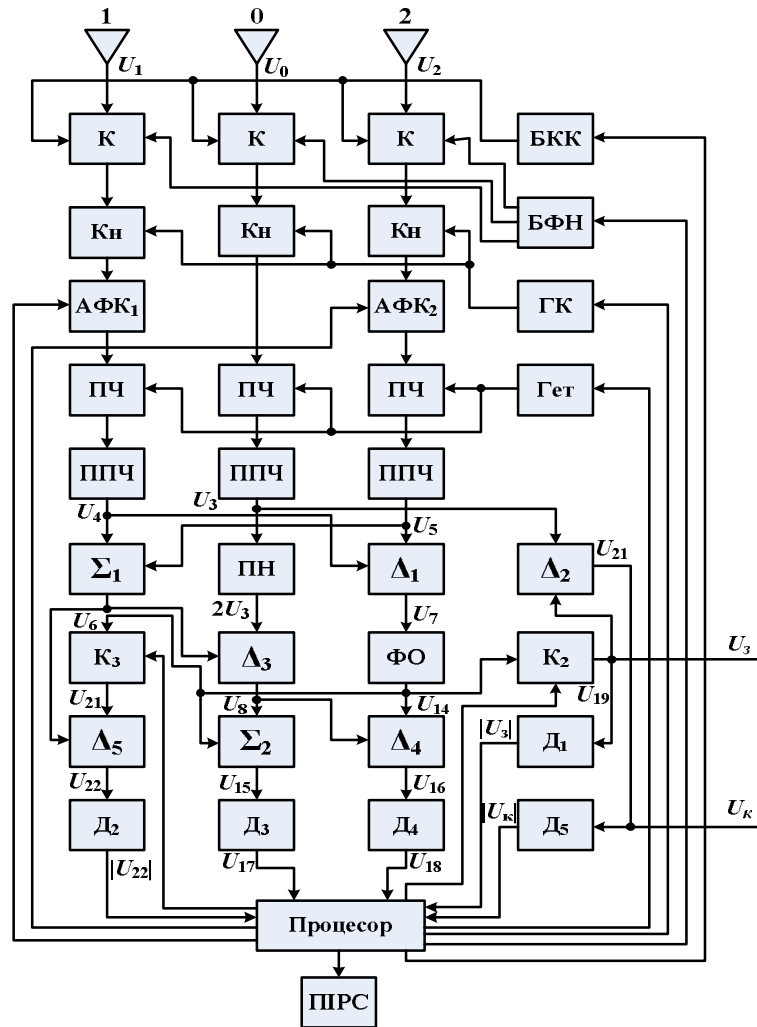


Рис. 5. Структурна схема антенної системи

На затискачі вібраторів, що утворюють лінійну антенну решітку, наводяться напруги  $U_0$ ,  $U_1$ ,  $U_2$ . Оскільки антенна система може використовуватися для служб радіоконтролю, вимірювань ослаблення при поширенні радіохвиль, а також у випадках, коли необхідна висока точність, то в пристрої обробки сигналів передбачено можливість налаштування і контролю передач каналів передачі напруг від вихідних затискачів елементів антени до вихідних затискачів антенної системи. Тому виходи елементів антенної решітки приєднані до входів комутаторів (К), які під дією сигналів управління, що надходять від блока керування комутаторами (БКК), можуть подавати на вхід каналів обробки або еталонні напруги від блока формування напруг (БФН), або вихідні напруги елементів антенної решітки. У режимі нормальної роботи напруги  $U_0$ ,  $U_1$  і  $U_2$  перетворюються за частотою підсилювачів проміжної частоти (ППЧ), що живляться від одного генератора, при перенесенні напруг  $U_0$ ,  $U_1$ ,  $U_2$  в іншу частотну смугу зберігаються амплітудні й фазові співвідношення. Наявність конверторів (Кн) дає можливість використовувати пристрій обробки сигналів у декількох частотних діапазонах.

Передачу  $A$  каналу передачі сигналів елемента 0 вважаємо опорною, а в каналах елементів 1 і 2 передбачено амплітудно-фазові коректори (АФК<sub>1</sub> і АФК<sub>2</sub>), за допомогою яких настроюють передачі  $A_1$  і  $A_2$ , рівними передачі  $A$ . За допомогою гетеродина (Гет) і перетворювачів частоти (ПЧ) здійснюється ще одне частотне перенесення сигналів у досить вузьку смугу проміжної частоти, на якій більш доцільно використовувати



подальші фазові й амплітудні перетворення сигналів. ППЧ напруги збільшуються до рівнів, які забезпечують впевнене функціонування вузлів пристрою.

На виході підсилювачів проміжної частоти отримуємо напруги  $U_3$ ,  $U_4$  і  $U_5$  згідно з виразами (5). Напруга  $U_6$  (8) утворюється за допомогою суматора  $\Sigma_1$ . Напруга  $U_7$  (9) з'явиться в результаті віднімання напруги  $U_5$  від напруги  $U_6$  пристроєм обчислення різниці напруг  $\Delta_1$ . Амплітуда напруги  $U_3$  збільшується вдвічі підсилювачем напруги (ПН) – масштабним операційним підсилювачем. Різниця напруг  $U_8$  (10) утворюється на виході блока  $\Delta_3$ . Фазообертач (ФО) зсуває фазу напруги  $U_7$  на  $90^\circ$  і на його вихідних затискачах з'являється напруга  $U_{14}$  (21). Сформовані напруги  $U_8$  і  $U_{14}$  дають можливість знайти після підсумування суматором  $\Sigma_2$  напругу  $U_{15}$  (22) і після віднімання блоком  $\Delta_4$  напругу  $U_{16}$  (23). Значення їх амплітуд  $U_{17}$  і  $U_{18}$ , отримані після амплітудних детекторів  $D_3$  і  $D_4$ , використовуються в процесорі для обчислення кута  $\psi$  за формулами (26) і (27).

Оскільки значення кута  $\psi$  стає відомим, то процесор відпрацьовує команди для встановлення коефіцієнта передачі  $K_2 = 0,5 \operatorname{cosec} \psi$  і  $K_3 = \operatorname{ctg} \psi$ . Напруга  $U_{14}$ , підведена до входу чотиріполосника з коефіцієнтом передачі  $K_2$ , набуває значення  $U_{19}$  (28). Отже, значення  $U_3$  стає відомим. Це дає можливість відняти від  $U_3$ , що складається з двох компонент (напруги корисного сигналу і завади), за допомогою операційного підсилювача  $\Delta_2$  напругу завади й отримати  $U_{20}$ , яка однозначно дорівнює напрузі корисного сигналу  $U_\kappa$ . Амплітуди корисного сигналу і завади після детекторів  $D_1$  і  $D_5$  надходять у процесор.

Використовуючи ще три каскади, а саме: чотиріполосник з керованим коефіцієнтом передачі  $K_3$ , операційний підсилювач з диференціальним входом  $\Delta_5$  і детектор  $D_2$  – згідно з виразами (31) і (32), можемо отримати напругу корисного сигналу  $U_{22}$  і його амплітуду  $|U_{22}|$ . У процесорі за відомими (діючою довжиною елементів антенної решітки  $l_0$  і коефіцієнтом передачі каналів  $A$ ) обчислюються напруженості поля корисного сигналу  $E_m^\kappa$  і завади  $E_m^3$ . Результати обчислень  $\varphi$ ,  $|U_\kappa|$ ,  $|U_3|$ ,  $E_m^\kappa$  і  $E_m^3$  виводяться на пристрій індикації і реєстрації сигналів (ППРС).

У процесі контролю працездатності антенної системи команди процесора перемикають комутатори за допомогою БКК, вмикають БФН, який генерує серію тестових сигналів, встановлюють необхідні частоти генераторів коливачів (ГК) і Гет та за результатами обчислених значень  $\varphi$ ,  $|U_\kappa|$  і  $|U_3|$  відпрацьовують команди управління АФК<sub>1</sub> і АФК<sub>2</sub>.

**Висновки.** З принципу дії синтезованої антенної системи з амплітудною компенсацією завади випливає:

1. Якщо завада надходить до антенної системи під певним кутом  $\varphi$  до напрямку падіння електромагнітної хвилі з корисним сигналом, то досягається задане користувачем відношення сигналу до завади, навіть якщо її частота повністю збігається з частотою сигналу.

2. Тривалість перехідних процесів у пристрої обробки визначається інерційними властивостями амплітудних детекторів, тривалістю обчислення результатів у процесорі й затримкою сигналу на чверть періоду проміжної частоти у фазообертачі. Решта блоків пристрою є безінерційними. Отже, швидкодія антенної системи значно переважає швидкодію відомих антенних систем з амплітудною компенсацією завади, принцип дії яких ґрунтується на використанні інтеграторів або фільтрів низької частоти.

3. Динамічний діапазон (лінійність амплітудної характеристики) коефіцієнта передачі  $K_3 = \text{ctg} \psi$  значно ширший, ніж у коефіцієнта передачі  $K_2 = 0,5 \text{ cosec} \psi$ , що забезпечує більш точну амплітудну компенсацію. Особливо це важливо в інтервалі кутів  $\varphi$  від  $50^\circ$  до  $90^\circ$ .

4. Визначення положення джерела завади лінійно решіткою, що зображена на рис. 1, можливе з похибкою, яка дорівнює  $180^\circ$ . Щоб позбутися цієї невизначеності, можна запропонувати використання екрана. У цьому випадку антенна система прийматиме радіохвилі лише з одного півпростору.

Антенну систему рекомендовано використовувати в організаціях, які займаються радіоконтролем та радіомоніторингом.

У подальшому планується проаналізувати похибки вимірювання напруженості поля окремих складових ортогонального поляризаційного базису, а також похибки вимірювання кутового положення джерел випромінювання. Також необхідно висвітлити інформацію про результати математичного моделювання розробленої структурної схеми та оцінки її ефективності.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Пат. 70876 Україна, МПК H01Q2300. Малоелементна антенна решітка з заглушенням завади на частоті сигналу / Ільницький Л. Я., Щербина О. А., Сібрук Л. В. ; заявник і патентовласник Національний авіаційний університет. – Опубл. 26.06.12, Бюл. № 12.
2. Ільницький Л. Я. Чотирьохелементна вимірювальна антена поляриметра / Л. Я. Ільницький, О. А. Щербина // Тези доп. XI міжнар. наук.-техн. конф. «Авіа-2013», (Київ, 21–23 травня 2013 р.). – К. : НАУ, 2013. – Т. 4. – С. 24.26–24.29.
3. Ilnitskiy L. Y. Antenna system for radiomonitoring / L. Y. Ilnitskiy, O. A. Shcherbyna // Proc. of the IX International Conference on Antenna theory and techniques, (Odessa, 16–20 September 2013). – Odessa, 2013. – P. 358–360.
4. Thomas A. Milligan. Modern antenna design / A. Thomas. – New Jersey : John Wiley & Sons, 2005. – 614 p.
5. Монзиго Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р. А. Монзиго, Т. У. Миллер ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.

Подано 17.04.13

**Л. Я. Ильницкий, О. А. Щербина, Н. М. Билоус**

#### **АНТЕННАЯ СИСТЕМА С АМПЛИТУДНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХИ**

*Разработано структурную схему антенной системы с амплитудной компенсацией помехи, которая может быть использована для измерения параметров электромагнитного поля в сложной помеховой обстановке.*

**L. Y. Ilnitskiy, O. A. Shcherbyna, N. M. Bilous**

#### **ANTENNA SYSTEM WITH AMPLITUDE COMPENSATION OF INTERFERENCE**

*The structural scheme of the antenna system with the amplitude compensation of interference is designed. It may be used for measuring electromagnetic fields in a difficult interference environment.*