

621.396.67:004.67(045)

- & - /

,

. . - . . .

.

.

.

,

.

,

-

-

,

.

-

. 1.

-

''

-

,

/

,

,

-

,

,

-

.

,

-

,

-

.

,

,

-

,

-

,

-

.

-

,

,

-

.

-

.

-

,

-

^.

,

.

-

-

,

-

-

.

-

,

,

,

-

,

.

-

. 1

,

.

-

,

-

-

[1].

.

-

-

-

-

(

-

- 4,

-

,

-

-

.

-

-

-

.

-

,

,

-

,

відповідають фазовим і амплітудним співвідношенням, напруженостей поля E_{θ_1} , E_{φ_1} , E_{θ_2} і E_{φ_2} . Тут індекси 1 і 2 використані для позначення параметрів поля поблизу елемента 1 (A_{θ_1} і A_{φ_1}) і елемента 2 (A_{θ_2} і A_{φ_2}).

Вихідні сигнали зі змішувачів підсилюються за допомогою підсилювачів

проміжної частоти ППЧ. В загальному випадку можна вважати, що неідентичність підсилювачів ППЧ може внести деякі викривлення в співвідношення фаз і амплітуд, але для приймальної антени, яка використовується лише для досягнення поляризаційного узгодження і збільшення відношення сигнал/шум, такі викривлення не мають істотного значення.

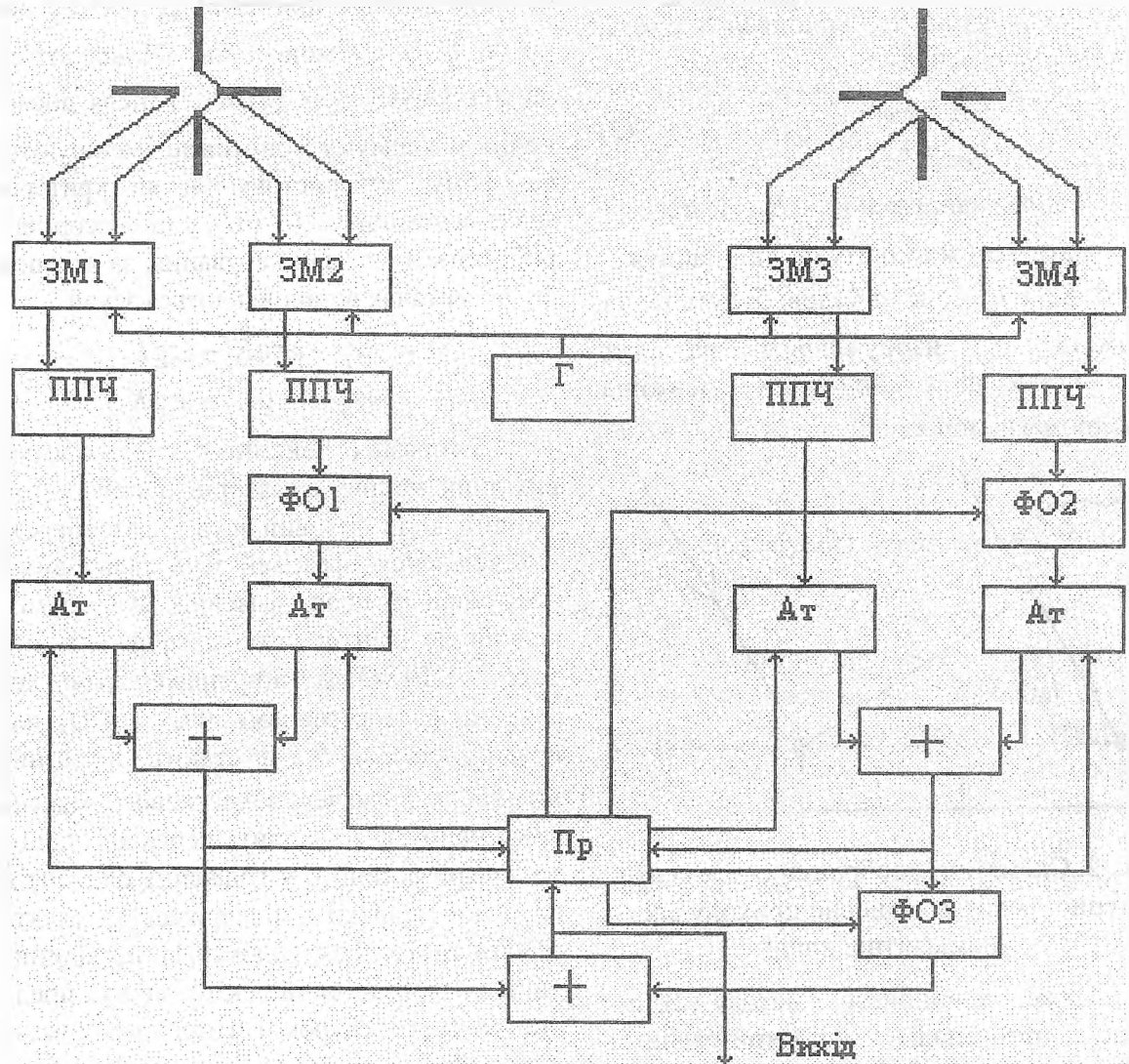


Рис. 1. Структурна схема самофокусувальної антени з адаптивною поляризацією

В каналах φ_1 і φ_2 знаходяться керовані фазообертачі Φ_{01} і Φ_{02} . За допомогою цих фазообертачів можна збільшити сумарну напругу \dot{U}_θ і \dot{U}_φ . Дійсно, якщо позначити діючу довжину елементів решітки A_{θ_1} і A_{θ_2} як l_{d1} , а елементів A_{φ_1} і A_{φ_2} як l_{d2} , то напруга на входах змішувачів дорівнюватиме

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\theta_1} &= \dot{E}_{\theta_1} l_{d1} \\ \dot{U}_{\theta_2} &= \dot{E}_{\theta_2} l_{d1} \\ \dot{U}_{\varphi_1} &= \dot{E}_{\varphi_1} l_{d2} \\ \dot{U}_{\varphi_2} &= \dot{E}_{\varphi_2} l_{d2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Напруженості поля E_{θ_2} і E_{φ_2} можна визначити через E_{θ_1} і E_{φ_1} , якщо взяти до уваги напрям приходу хвилі. Будемо вважати, що електромагнітна хвиля прихо-

дять під кутом θ до перпендикуляра, проведеного до лінії розташування елементів антенної решітки. Крім того, вважаємо, що напрям поширення хвилі знаходиться в площині, яка проходить через вісь θ і перпендикулярна осі φ . Це припущення справедливе для багатьох важливих практичних випадків. Якщо відстань між елементами решітки становить величину d , то, виходячи з рис 2, можемо записати, що

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{\theta 2} &= \dot{E}_{\theta 1} e^{ikd \sin \theta} \\ \dot{E}_{\varphi 2} &= \dot{E}_{\varphi 1} e^{ikd \sin \theta} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Тобто, напруженості $E_{\theta 2}$ і $E_{\varphi 2}$ будуть мати такі ж амплітуди, як і напруженості $E_{\theta 1}$ і $E_{\varphi 1}$, але за фазою будуть випереджати ці напруженості на кут $\psi = kd \sin \theta$, де $k = 2\pi/\lambda$ і λ - довжина електромагнітної хвилі.

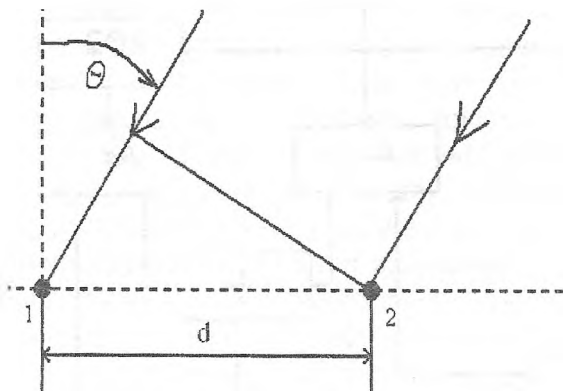


Рис. 2. Схематичне зображення елементів антенної решітки відносно приходу електромагнітної хвилі

Отже, як впливає з виразу (2), лінійно ортогонально поляризованими складовими поля існує сталий фазовий зсув ψ_{Π} , який не залежить від вибору точок спостереження, тобто

$$\psi_{\Pi} = \arg \dot{E}_{\varphi 1} - \arg \dot{E}_{\theta 1} = \arg \dot{E}_{\varphi 2} - \arg \dot{E}_{\theta 2} \quad (3)$$

Якраз цей фазовий зсув компенсується в каналах φ -складових за допомогою керованих фазообертачів Φ_{O1} і Φ_{O2} .

Щоб розглянути процес компенсації фазового зсуву, запишемо значення напруг на виході перших двох суматорів

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= 0,707(\tilde{K}_1' \dot{U}_{\theta 1} + \tilde{K}_1'' \dot{U}_{\varphi 1} e^{i\varphi_1}) \\ \dot{U}_2 &= 0,707(\tilde{K}_2' \dot{U}_{\theta 2} + \tilde{K}_2'' \dot{U}_{\varphi 2} e^{i\varphi_2}) \end{aligned} \quad (4)$$

де прийнято, що \tilde{K}_1' і \tilde{K}_1'' , \tilde{K}_2' і \tilde{K}_2'' - відповідні комплексні коефіцієнти передачі підсилювачів проміжної частоти, а коефіцієнти ослаблення всіх атенуаторів однакові і дорівнюють 0,707 ($d = 45^\circ$). Можна показати, що при зміні φ_1 або φ_2 напруги \dot{U}_1 і \dot{U}_2 монотонно збільшуються до максимуму при $\varphi_{1,2} = 0$ і після досягнення максимуму монотонно зменшуються. Тому, використовуючи як критерій значення амплітуд U_1 і U_2 , в процесорі виробляються сигнали керування, за якими в фазообертачах встановлюються зсуви

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= -\psi_{\Pi} - \left[\arg \tilde{K}_1'' - \arg \tilde{K}_1' \right] \\ \varphi_2 &= -\psi_{\Pi} - \left[\arg \tilde{K}_2'' - \arg \tilde{K}_2' \right] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

З виразів (5) випливає, що максимум вихідних напруг суматорів настає в той момент, коли фазовий зсув в фазообертачах компенсує фазовий зсув складовими напруженості поля і фазовий зсув, обумовлений не ідентичністю коефіцієнтів передачі ППЧ. Отже, при правильному керуванні фазообертачами Φ_{O1} і Φ_{O2} напруги в каналах θ і φ стають синфазними. Після досягнення часткового максимуму напруги, надходить черга до повного поляризаційного узгодження елементів антенної решітки з поляризацією електромагнітного поля. Відомо [1], що одиничний поляризаційний вектор можна представити для електромагнітної хвилі (поля) у вигляді

$$\vec{P}_{\Pi} = \vec{\theta}_0 \cos \beta + \vec{\varphi}_0 \sin \beta e^{i\psi_{\Pi}} \quad (6)$$

і для антени

$$\vec{P}_A = \vec{\theta}_0 \cos \alpha + \vec{\varphi}_0 \sin \alpha e^{i\psi_A} \quad (7)$$

Повне поляризаційне узгодження, при якому потужність в навантаженні приймальної антени буде максимальною, існує у випадку, коли

$$\left(\vec{P}_{\Pi} \vec{P}_A \right)^2 = 1. \quad (8)$$

Оскільки умова (5) забезпечує виконання рівності кутів

$$\psi_A = -\psi_{II}, \quad (9)$$

то за допомогою атенюаторів необхідно добитися правильного співвідношення між амплітудами ортогональних складових, тобто встановити

$$\alpha = \beta. \quad (10)$$

Але в зв'язку з неідентичністю модулів коефіцієнтів передачі кути α_1 і α_2 можуть дещо відрізнятись один від одного. Тому ослаблення атенюаторів повинно встановлюватися з урахуванням цієї неідентичності. Знову ж таки можна показати, що зміна кута α або до монотонного збільшення напруг U_1 та U_2 , або до їх монотонного зменшення. Ця обставина дає можливість виробляти керуючі сигнали, за допомогою яких встановлюється для кожного елемента решітки повне поляризаційне узгодження (8).

На входах останнього суматора після повного поляризаційного узгодження будуть діяти напруги

$$\begin{aligned} U'_1 &= K_1 U_m (\cos \alpha_1 \cos \beta + \sin \alpha_1 \sin \beta) \\ U'_2 &= K_2 U_m (\cos \alpha_2 \cos \beta + \sin \alpha_2 \sin \beta) e^{i(kd \sin \theta + \varphi_3)}, \end{aligned} \quad (11)$$

де φ_3 – фазовий зсув в фазообертачі ΦO_3 .

Тут прийнято, що модулі коефіцієнта передачі K_1 і K_2 в каналах θ і φ практично не відрізняються. Це досягається дуже простими засобами настроювання підсилювачів ППЧ. При правильному встановленні коефіцієнтів атенюації маємо

$$\begin{aligned} U'_1 &= K_1 U_m \\ U'_2 &= K_2 U_m e^{i(kd \sin \theta + \varphi_3)}. \end{aligned} \quad (12)$$

Сума цих двох напруг досягає максимуму, коли

$$\varphi_3 = -kd \sin \theta. \quad (13)$$

Отже, процесор для фазообертача ΦO_3 виробляє керуючі сигнали, які встановлюють необхідний фазовий зсув.

Таким чином, антенна решітка адаптується до поляризації електромагнітної хвилі, що приймається, і автоматично формується в напрям приходу хвилі.

Висновки

Описаний у даній статті прилад – самофокусувальна антена з адаптивною поляризацією, може знайти своє використання у багатьох напрямках радіотехніки. Широке застосування радіоелектронних систем телекомунікації, радіонавігації, радіомоніторингу і т. д. призводить до необхідності виконувати спеціальні технічні ті організаційні заходи з забезпечення сумісного функціонування радіозасобів різного призначення. Такі параметри, як напруженість поля, його поляризація та напрям приходу електромагнітної хвилі повинні вимірюватися одночасно і однією апаратурою. Дана самофокусувальна антена робить перший крок до досягнення цієї цілі.

У перспективі автори цієї статті збираються продовжити подальші дослідження у даному напрямку. Наступним кроком планується розробка автоматичного вимірювача напруженості електромагнітного поля, його поляризації і напрямку приходу. У цьому приладі буде використана дана самофокусувальна антена з адаптивною поляризацією.

Список літератури

1. Ільницький Л. Я., Савченко О. Я., Сібрин Л. В. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ / За ред. Л. Я. Ільницького. – К.: Укртелеком. 2003. – 496 с.