

УДК 621.372

О.В. Карпенко, В.В. Онищенко

Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба, Харків

АДАПТИВНИЙ КОМПЕНСАТОР ЗАВАД НА ОСНОВІ ВОСЬМИЕЛЕМЕНТНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА

У статті розглядаються принципи побудови багатомодових високочастотних мостових схем з великою кількістю передавання електромагнітних хвиль для проектування ширококутових радіоінтерферометрів. Особливістю побудови цих схем, які забезпечують рівне розподілення потужності між узгодженими антенами інтерферометрів, є створення когерентного подільника потужності сигналів. Досліджується адаптивний компенсатор завад, основою якого є еквівалентна мостова схема, що складається з восьми узгоджених високочастотних каналів для розподілення ширококутового сигналу.

Ключові слова: багатомодові високочастотні мостові схеми, ширококутові радіоінтерферометри, адаптивний компенсатор завад, просторова обробка сигналів.

Вступ

Перспективним напрямком забезпечення високої надійності та завадозахищеності багатоканальних радіосистем передачі даних є просторова обробка сигналів (ПОС) [1 – 4]. Основними галузями застосування ПОС є автосупровід джерела радіовипромінювання та адаптивна компенсація завад на вході приймального пристрою.

Автосупровід джерела випромінювання вузькоспрямованої антени є основним засобом забезпечення надійного зв'язку при зміні напрямку приходу корисного сигналу та при веденні зв'язку під час пересування з використанням мобільних засобів. Адаптивна компенсація завади на вході приймального пристрою є ефективним засобом забезпечення високої завадостійкості та електромагнітної сумісності.

Автосупровід джерела випромінювання може здійснюватися моноімпульсним методом і методом діаграмної модуляції. Перший метод має потенційно кращі технічні характеристики по точності та швидкості визначення кутових координат, має більш високу завадостійкість і менші втрати приймального сигналу. Найбільш ефективним способом ПОС у моноімпульсних системах є сумарно-різницевий [5].

При компенсації завади важливе значення має виключення корисного сигналу з каналу виділення завади [4, 6, 7]. Для цього необхідно створення в ді-

аграмі спрямованості (ДС) компенсаційної антени провалювань у напрямку приймання корисного сигналу. Реалізація цього шляху найбільш ефективна сумарно-різницевим методом, коли у напрямку надходження сигналу формується максимум сумарної ДС та нулі різницевої ДС. Максимуми різницевої ДС орієнтовані у напрямках імовірного надходження завад. Первинною ланкою в радіосистемах, що використовують просторові методи обробки сигналів, є антенна система (АС).

Алгоритми адаптивної обробки, які отримані за допомогою просторових методів параметрів просторової структури поля, досліджені досить докладно [4 – 6, 8], але їх реалізація ускладнюється неминучим ускладненням антен та трактів надвисоких частот (НВЧ). Антенні системи стають багатоеlementними, їх конструкція стає значно складнішою.

Як відомо, теорія антенних систем складається з двох окремих задач: зовнішньої та внутрішньої. Зовнішня задача (визначення полів за заданими характеристиками спрямованості) може в більшості випадків вирішуватися без врахування способу обробки сигналу. Рішення внутрішньої задачі (визначення елементів діаграмоутворюючих схем) забезпечує необхідне збудження антени, що знайдене з зовнішньої задачі та необхідної обробки сигналу.

У залежності від способу обробки сигналу сутність внутрішньої задачі зміщується з одних при-

строїв усієї системи на інші. Так, в моноімпульсних, багатоелементних, багатопроменевих антенах основні функції виконує тракт НВЧ, оскільки отримання необхідних точнісних характеристик досягається використанням у якості діаграмоутворюючих схем відповідних мостових пристроїв, елементів ліній передачі, фазообертачів, узгоджувальних пристроїв.

Сутність проблеми антенних систем з обробкою сигналу в рамках внутрішньої задачі полягає в пошуку нових шляхів раціональної побудови тракту НВЧ щодо вимог багатофункціональності та використання широкого діапазону електромагнітних хвиль. Досягнути високої ефективності та продуктивності можна завдяки введенню контурів управління електромагнітними характеристиками пристроїв НВЧ та контролю заданих параметрів сучасної елементної бази.

Стан проблеми в хвилевідних трактах НВЧ характеризується переоснащенням застарілої елементної бази на сучасну. Найбільше поширення отримали паралельні діаграмоутворюючі схеми типу матриці Батлера у складі мінімум 4 восьмиполюсних мостів та набору статичних фазообертачів. Використання подібних пристроїв дуже ускладнює АС та приймальний пристрій, тому у ряді випадків використовуються потенційно гірші, але більш прості в реалізації методи. Наприклад, в системах супутникового зв'язку найбільше поширення отримав метод кінцевого сканування, як засіб здійснення автосупроводу штучних супутників Землі, а не більш досконалий і більш складний моноімпульсний метод.

Значення рішення вказаної проблеми полягає у досягненні потенційно високих технічних характеристик сучасних методів ПОС без суттєвого ускладнення антен і трактів НВЧ та у забезпеченні їх широкого використання у багатоканальних радіотехнічних системах в яких використовується когерентна обробка ширококутових сигналів.

Реалізацію сучасних методів ПОС доцільно шукати в межах багатофункціональних діаграмоутворюючих схем, які являють собою багатополосні пристрої, розміщені в одному розкритті та здатні одночасно виконувати декілька функцій обробки сигналів. Зокрема, для автосупроводу та компенсації завад основне значення має створення достатньо досконалих ширококутових мостових схем, фазообертачів та інших елементів тракту НВЧ.

У зв'язку з цим виникає необхідність розробки багатофункціональних компактних і конструктивно простих діаграмоутворюючих схем, що реалізуються в сантиметровому та міліметровому діапазонах хвиль. Одним з можливих шляхів є використання у якості діаграмоутворюючих схем ліній передачі НВЧ з декількома типами хвиль, що поширюються. Для живлення багатоелементних антен необхідно створення багатомодових мостових схем з великою

кількістю пліч i , відповідно, великою кількістю хвиль, що поширюються в зоні зв'язку. Особливістю багатомодових мостів більш високого порядку (8 плечей) є наявність двох груп розв'язаних плечей (по чотири у кожній), зв'язаних одним багатомодовим хвилеводом великих розмірів, в яких сигнал, що подається на будь яке плече однієї групи, поділяється без відбиття порівну між плечима іншої групи.

Метою статті є розробка адаптивного компенсатора завад на основі восьмиелементного випромінювача, який дозволить вдосконалити НВЧ тракту багатоканальних радіосистем передачі, адаптивних до напрямку приймання широкого спектру сигналів та некорельованих завад.

Результати досліджень

Адаптивна ПОС та завад, що приймаються, сумарно-різницевим методом має дві суттєві позитивні якості – відсутність корисного сигналу в каналі виділення завади та можливість компенсації завади, яка приймається на схилах основної пелюстки сумарної ДС. Однак застосування для цього чотирьохелементного випромінювача з одним сумарно-різницевим перетворювачем (рис. 1) має певний недолік, пов'язаний з тим, що в такій жорстко поєднаній апертурі, бокові нулі різницевих ДС співпадають з максимумами відповідних бокових пелюсток сумарної ДС.

Цей недолік усуває запропонована схема (рис. 2) адаптивного компенсатора завад на основі восьмиелементного випромінювача на секторних та коаксіально-секторних хвилеводах, живлення якого здійснюється за допомогою двох восьмиплечових мостів.

Необхідність створення сукупності співвісних різницевих ДС обумовлена наявністю в кожній з них додаткових нулів. Потрапляння завади в такий нуль, якщо є одна різницєва ДС, призведе до того, що вона не буде придушена.

У схемі (рис. 1) для адаптивної просторової обробки сигналів та завад, що приймаються, на основний вхід 27 компенсатора завад 26 подається сума сигналів з сумарних виходів 8 і 8' мостів 7 і 7', а різницеві виходи 9, 9' і 10, 10' обох мостів підключені до входів компенсаційних каналів 29...32.

Оскільки випромінюючі апертури круглої 1, 2, 3, 4 і коаксіальної 1', 2', 3', 4' апертур мають різні площини, то й різницеві діаграми, які формуються цими апертурами, мають різну ширину, і відповідно неспівпадаючі нулі. Завада, що потрапила в нуль різницевої діаграми однієї апертури, може бути скомпенсована по другому каналу компенсації, який підключений до різницевого виходу іншої апертури. Крім того, можливість підключення до випромінювача додаткових каналів компенсації дозволяє підвищити кількість ступенів свободи компенсатора

завад, та відповідно й кількість завад, що придушуються одночасно.

Спрямований відгалужувач 22 повинен мати перехідне послаблення

$$C = 1 + G_1 / G_2,$$

де G_1 і G_2 – коефіцієнти підсилення антени по круглій та коаксіальній апертурам.

Керовані фазообертачі, що входять до складу пристроїв комплексного зважування компенсатора

завад 26, є достатньо складними пристроями. Існують схеми плавних фазообертачів, що забезпечують регулювання фази від 0 до 360° при постійній амплітуді вихідного сигналу, які мають у порівнянні з відомими квадратурними фазообертачами [9] у два рази менші початкові втрати та більш просте керування. Такі фазообертачі можуть бути використані у пристроях комплексного зважування автокомпенсаторів завад, у діаграмоутворюючих схемах фазових антенних решіток та радіоінтерферометрів.

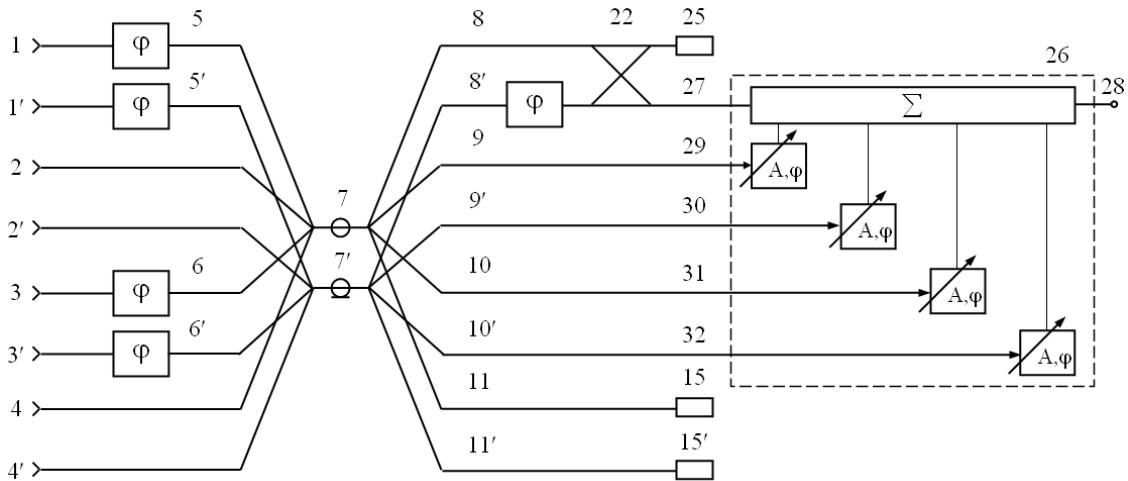


Рис. 1. Чотирьохелементний випромінювач з одним сумарно-різницевим перетворювачем

Фазообертач (рис. 2) має у своєму складі квадратурний міст (КМ), у плечі 2 і 3 якого включені послідовно дискретні фазообертачі (ДФ) $0, \pi$ і феритові циркулятори (ФЦ). Між плечима 3 ФЦ включена регульована реактивна неоднорідність (РРН), а плечі 2 ФЦ підключені до вхідних плечей синфазного суматора потужності (ССП). У якості РРН може бути використаний, наприклад, варакторний діод, що включений паралельно в лінію передачі.

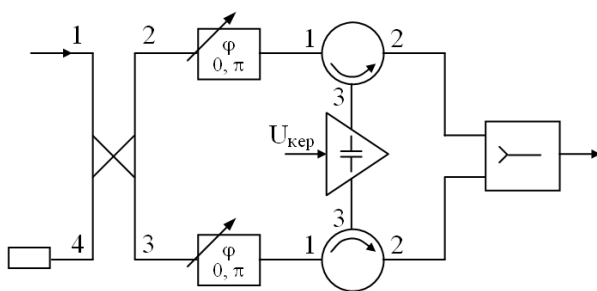


Рис. 2. Фазообертач з квадратурним мостом

Коефіцієнт передачі такого фазообертача має вигляд:

$$T = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(\pi/4 + 2\varphi_{11} + \psi), \quad (1)$$

де φ_{11} – фаза коефіцієнта відбиття від РРН; ψ – фазовий зсув, який у залежності від фазових зсувів, що вносяться дискретним фазообертачем, набуває значень $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$.

З (1) витікає, що мінімальні теоретичні втрати фазообертача будуть складати 3 дБ. Ці втрати обумовлені втратами в ССП і у два рази менші за втрати квадратурного фазообертача [9].

Крім того, фаза вихідного коливання даного фазообертача у межах одного квадранта змінюється у два рази швидше, ніж фаза сигналу, відбитого від РРН. Це пояснюється тим, що під дією керуючої напруги на РРН змінюються й амплітуди, і фази сигналів, які проходять та відбиваються. Тому до фазового зсуву φ_{11} , що вноситься РРН, додається такий самий зсув за рахунок зміни амплітуд квадратурних сигналів, які складаються на ССП. Отже, для забезпечення зміни фази вихідного коливання від 0 до 2π достатньо змінити фаза сигналу, відбитого від РРН лише на $\pi/4$. При цьому керування однією РРН здійснюється лінійно змінною напругою. Це значно спрощує реалізацію фазообертача.

Оскільки в РРН сигнали, які відбиваються та проходять, знаходяться у квадратурі, то на РРН можна покласти функції квадратурного розщеплювача та спростити схему. В такому фазообертачеві (рис. 3) сигнал на РРН подається через ДФ і ФЦ. Сигнал, який проходить, та сигнал, який відбивається, складаються у ССП. Вираз для комплексного коефіцієнта передачі даного фазообертача має вигляд:

$$T = \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(2\varphi_{11} + \psi_1), \quad (2)$$

де ψ_1 – фазовий зсув, що вноситься ДФ.

Як витікає з (2), мінімальні теоретичні втрати даного фазообертача не залежать від величини фазового зсуву, що вноситься, та дорівнюють 3 дБ. Фаза вихідного коливання змінюється у два рази швидше фази сигналу, що відбивається від РРН.

Схема (рис. 3) має у своєму складі меншу кількість функціональних елементів, але перевагу їй можна віддати лише у випадку, якщо на РРН вдається отримати регулювання ϕ_{11} від 0 до $\pi/2$. У цьому випадку ψ_{11} приймає два значення: 0 або π . Якщо обмежитися зміною фази сигналу, що відбивається від РРН, в межах $0 \dots \pi/4$, реалізувати яку неважко, то виникає необхідність у більш складному ДФ на виході, який забезпечує $\psi_1 = 0, \pi/2, 3\pi/2$. Вибір тієї або іншої схеми залежить від досвіду розробника.

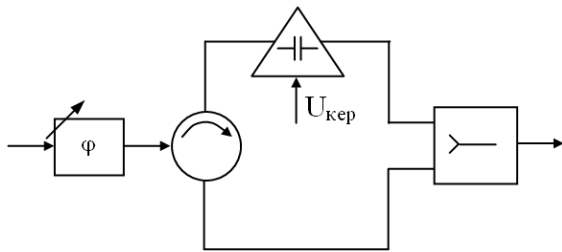


Рис. 3. Спрощена схема фазообертача

Основним елементом фазообертача є РРН. На рис. 4 надані графіки залежностей фазових зсувів, що вносяться РРН ϕ_{11} і повільним фазообертачем на його основі $\phi_{вих}$, від керуючої напруги $U_{кер}$. РРН виконана у вигляді резонансної діафрагми у хвилеводі $10 \times 23 \text{ мм}^2$ з варакторним діодом 1А403Г. Повільний фазообертач зібраний за схемою, яка надана на рис. 2, але без ДФ. З графіків, які надані на рис. 4, видно, що зміна фази вихідного коливання фазообертача $\phi_{вих}$ більш ніж у два рази перевищує зміну фазового зсуву, який вноситься РРН. Це відповідає (1). Зміна $U_{кер}$ від 0 до 15 В дозволило отримати зміну фазового зсуву, що вноситься РРН, на 56° . Застосування такої РРН у повільному фазообертачеві (рис. 2) дозволить отримати фазовий зсув від 0 до 2π при постійній амплітуді вихідного сигналу. Для отримання такого ж самого діапазону зміни фази за допомогою фазообертача (рис. 3), на його вході необхідно включити чотирирівневий фазообертач, який забезпечує $\psi_1 = 0, \pi/2, 3\pi/2$.

Суматор потужності у складі компенсатора завд 2б не повинен вносити додаткових втрат до сумарного каналу при компенсації завади. Це зробити нескладно у випадку фіксованого значення відношення сигналів, що підсумовуються, як, наприклад, у фазообертачі 21 (рис. 1). Якщо це відношення змінюється, то необхідно мати керований адаптивний суматор потужності, виконаний, наприклад, у ви-

гляді каскадного поєднання двох 3 дБ мостів з керованим фазообертачем між ними. Однак наявність двох контурів керування одним об'єктом суттєво ускладнює алгоритм роботи та стійкість системи. Тому пропонується застосовувати нерегульований суматор без втрат потужності довільних за амплітудою змінних сигналів, який необхідний також у системах автосупроводу для реалізації одноканального підсилення сумарного і пеленгаційних сигналів.

Суматор побудований на основі кругового поляризатора (рис. 5) має у своєму складі круглий хвилевод 1 з подовжньою діелектричною пластинкою 2. Управління електромагнітними характеристиками діелектричної пластинки відповідно до заданого режиму роботи можна здійснювати оптокеруванням багатоплощинною поверхнею. Кількість напівпровідникових лазерів на задану геометрію розташування фоточутливого матеріалу визначає динамічний діапазон роботи адаптивних пристроїв НВЧ.

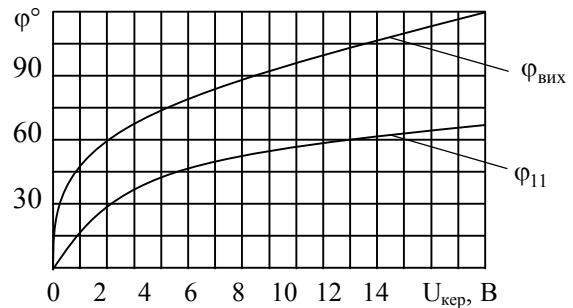


Рис. 4. Графіки залежностей фазових зсувів

Сигнали А і В, що підсумовуються, та поперечно поділені навпіл квадратурними подільниками потужності 7 і 8, через торцеві отвори 3, 4, 5, 6 збуджують у круглому хвилеводі хвилі кругової поляризації за рахунок ортогонального розташування збуджуючих отворів 3 і 4, а також 5 і 6:

$$\frac{A}{\sqrt{2}} \bar{x}^0 - j \frac{A}{\sqrt{2}} \bar{y}^0, \quad \frac{B}{\sqrt{2}} \bar{x}^0 - j \frac{B}{\sqrt{2}} \bar{y}^0. \quad (3)$$

Синфазні складові по \bar{x}^0 і \bar{y}^0 в (3) додаються та утворюють сигнал:

$$0,707 (A + B) \bar{x}^0 - j 0,707 (A + B) \bar{y}^0. \quad (4)$$

При будь-якому співвідношенні амплітуд А і В ортогональні складові в (4) будуть однакові за амплітудою, тому поле (4) буде мати кругову поляризацію. Тонка подовжня діелектрична пластинка, яка орієнтована вздовж \bar{y}^0 , не впливає на складові поля, що орієнтовані вздовж \bar{x}^0 , і затримує по фазі на 90° складові поля, орієнтовані вздовж \bar{y}^0 . З урахуванням цього (4) приймає вигляд $0,707 (A + B) \times \bar{x}^0 - 0,707 (A + B) \bar{y}^0$ і наданий на рис. 5 вектором на виході 13 круглого хвилеводу. Далі здійснюється перехід від круглого до прямокутного хвилеводу. За

необхідністю можна підсумовувати чотири сигнали з довільними амплітудами. Радіус R круглого хвилеводу повинен припускати розповсюдження в ньому тільки хвилі H_{11} , тому обирається зі співвідношення $\lambda_p > \lambda_{kph21} = 2,06 R$. В той самий час робоча довжина хвилі λ_p пов'язана з розміром a широкої стінки прямокутного хвилеводу наступним чином $\lambda_p = a\sqrt{2}$. Тому $2,06 R < a\sqrt{2}$ тобто $R < 0,686 a$.

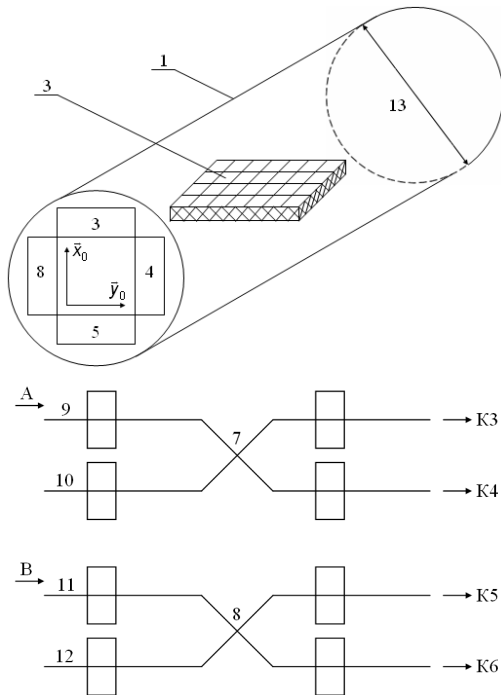


Рис. 5. Суматор на основі кругового поляризатора

Діагональ квадрату, утвореного внутрішніми стінками четвірки ортогональних прямокутних хвилеводів, дорівнює $a\sqrt{2}$, а половина діагоналі $0,707a$, тобто більше радіусу круглого хвилеводу. Відповідно четвірка прямокутних хвилеводів не зменшується на торці круглого хвилеводу, тому в даному випадку

необхідно здійснити перехід від прямокутних хвилеводів до секторних з кутом розкриття 90° і подальший перехід від секторних хвилеводів до круглого з меншим радіусом.

Висновки

Таким чином, запропонований адаптивний компенсатор завад на основі восьмиелементного випромінювача має компактну конструкцію та дозволяє компенсувати декілька завад в широкому секторі кутів. Він характеризується малими втратами і реалізується на сучасній елементній базі.

Список літератури

1. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Журавлев А.К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках / А.К. Журавлев, А.П. Лукошкин, С.С. Поддубный. – Л.: Изд-во Лен. универ., 1983. – 240 с.
3. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. Пер. с англ. / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. / Б. Уидроу, С. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
5. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
6. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
7. Комарович В.Ф. Методы пространственной обработки радиосигналов / В.Ф. Комарович, В.В. Никитченко. – Л.: ВАС, 1989. – 278 с.
8. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 223 с.
9. Южаков В.В. Принцип построения автокомпенсаторов сигналов активных помех / В.В. Южаков // Зарубежная радиоэлектроника. – 1986. – №2. – С. 47-61.

Надійшла до редколегії 12.06.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків.

АДАПТИВНЫЙ КОМПЕНСАТОР ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ВОСЬМИЭЛЕМЕНТНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

О.В. Карпенко, В.В. Онищенко

В статье рассматриваются принципы построения многомодовых высокочастотных мостовых схем с большим количеством каналов передачи электромагнитных волн для проектирования широкополосных радиоинтерферометров. Особенностью построения этих схем, обеспечивающих равное распределение мощности между согласованными антеннами интерферометров, является создание когерентного делителя мощности сигналов. Исследуется адаптивный компенсатор помех, основой которого является эквивалентная мостовая схема, состоящая из восьми согласованных высокочастотных каналов для распределения широкополосного сигнала.

Ключевые слова: многомодовые высокочастотные мостовые схемы, широкополосные радиоинтерферометры, адаптивный компенсатор помех, пространственная обработка сигналов.

ADAPTIVE NOISE COMPENSATOR BASED ON EIGHT CHANNEL TRANSMITTER

O.V. Karpenko, V.V. Onischenko

The design principles for multimode high-frequency bridge schemes with large numbers of electromagnetic wave transmitting channels are considered in the article for synthesis of wide-band radio-interferometers. The peculiarity of modelling of these schemes is the creating of the coherent demultiplier of signals' power providing equal power's distribution among matched antennas of interferometers. An adaptive noise compensator based on an equivalent bridge scheme which consists of eight matched high-frequency channels for distributing a wide-band signal is investigated.

Keywords: high-frequency bridge schemes, wide-band radio-interferometers, adaptive compensator of noises, spatial signal processing.