

8. Страны и регионы. 2005. Статист. справочник Всемирного банка // пер. с англ. — М. : Весь мир, 2005. — 240 с.
9. Statistical Abstract of the United States 2008. — Washington : DC, 2007. — 127 ed.
10. Державний комітет статистики України. — Режим доступу : <http://www.ukrstat.gov.ua>
11. Національний банк України. — Режим доступу : <http://www.nbu.gov.ua>
12. Міжнародний валютний фонд. — Режим доступу : <http://www.imf.org>
13. Статистичні дані міжнародного валютного фонду. — Режим доступу : <http://www.imfstatistics.org>

The behavioral model and asset portfolio model of exchange rate determination (USD/UAH) are considered. The appropriateness of their practical use for the Ukrainian economy is tested. Models are written in the evaluation convenient form. The model parameter estimation and statistical hypothesis tests are realized on the Ukraine and USA economies data basis. The identification of parameters was performed using least squares method. The fitting criterion with F-distribution and t-distribution statistics is used for linear regression hypothesis testing.

Key words: *behavioral equilibrium exchange rate model, portfolio-balance model, exchange rate.*

Отримано 26.06.10

УДК 004.942:621.396.969.1

В. В. Орлов*, канд. техн. наук,

В. В. Галанин**, ведучий інженер

*Институт проблем моделирования в энергетике ИПМЭ

им. Г. Е. Пухова НАН Украины, г. Киев,

**Одесская обсерватория Радионастрономического института

НАН Украины, г. Одесса

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МУЛЬТИПЛИКАТИВНОЙ ОБРАБОТКИ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Предложен мультипликативный метод формирования диаграммы направленности двухэлементной антенной решетки, позволяющий существенно уменьшить ширину главного пика за счет применения нескольких несущих частот сигналов. Разработан алгоритм минимизации уровня боковых лепестков антенны.

Ключевые слова: *антенная решетка, мультипликативная обработка, обнаружение сигналов, оптимизация, диаграмма направленности.*

Стремление к эффективному использованию декаметрового диапазона волн в радионастроении, мобильных системах загоризонтной радиолокации приводит к необходимости уменьшения ширины диаграммы

направленности (ДН) антенны при ограниченных размерах апертуры [1]. Эффективным способом формирования узкого луча приемной антенны является метод суммирования косинусоид [2, С. 109—111], заключающийся в суммировании результатов мультипликативной обработки (МО) сигналов с выходов нескольких пространственно разнесенных двухканальных баз разного масштаба. Развитие цифровых технологий для многочастотного приема сигналов в диапазоне 10—200 МГц также создает предпосылки для дальнейшего уменьшения апертуры.

В настоящей статье исследуется построение МО методом суммирования косинусоид на одной базе за счет применения многочастотных сигналов. Проводится моделирование системы мультипликативной обработки многочастотных сигналов, исследуются возможности минимизации уровня боковых лепестков ДН и обнаружения сигналов в условиях помех с учетом особенностей нелинейной обработки.

Модель исследуемой системы. Исследуемая система (рис. 1) состоит из 2 подрешеток AP_1, AP_2 , сигналы с выходов которых проходят через Φ_{1l}, Φ_{2l} — узкополосные фильтры $l = 1, \dots, L$ приемных устройств, настроенных на частоты $l\omega$, затем подвергаются МО и весовому суммированию с коэффициентами g_l . Алгоритм обнаружения сигнала в условиях помех реализуется при помощи линейного детектора D , фильтра Φ , умножителя \times и порогового устройства ПУ, которое выносит решение о наличии сигнала при превышении порогового уровня c .

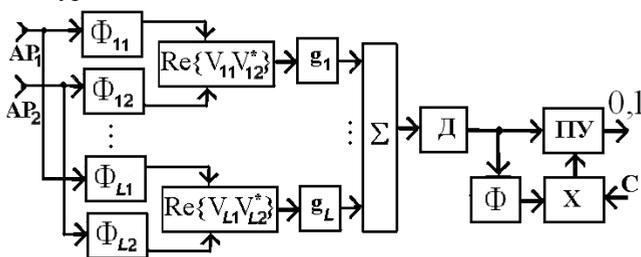


Рис. 1. Система мультипликативной многочастотной обработки

Полагается, что при цифровой фильтрации в фильтрах $\Phi_{1l}, \Phi_{2l}, l = 1, \dots, L$ устранены амплитудные, фазовые и взаимные частотные искажения с точностью до выравнивания амплитуд в частотных каналах $U_1 = U_2 = \dots = U_L = U$. Это позволяет представить модели сигналов от одиночной точечной цели с выходов пар фильтров l -ого частотного канала в виде

$$\begin{aligned} U_{1l}(t) &= U \exp\{j(l\omega(t+t_0) + \varphi_{0l})\} = U \exp\{j(l\omega t + \varphi_{0l} + l\psi)\}, \\ U_{2l}(t) &= U \exp\{j(l\omega(t-t_0) + \varphi_{0l})\} = U \exp\{j(l\omega t + \varphi_{0l} - l\psi)\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где t_0 — время задержки прихода фронта волны по апертуре МО, размер которой $d = \lambda / 2 = \pi v / \omega$ согласован с длиной волны λ , несущей частотой ω , скоростью распространения волны v , φ_0 — начальная фаза. Сигналы U_{1l}, U_{2l} с выходов пар фильтров, настроенных на нечетные $l = 2i - 1$ частоты, подвергаются МО

$$U_{\text{вых}} = \sum_{l=1}^L g_{2l-1} \operatorname{Re}\{U_{1,2l-1} U_{2,2l-1}^*\} = U^2 \sum_{l=1}^L g_{2l-1} \cos\{(2l-1)\psi\}.$$

Выходной сигнал с учетом ДН одинаковых подрешеток $Y(\psi)$ определяет ДН мультипликативной обработки $D(\psi)$

$$U_{\text{вых}} = U^2 Y^2(\psi) \sum_{l=1}^L \cos\{(2l-1)\psi\} = U^2 Y^2(\psi) D(\psi). \quad (2)$$

Нетрудно показать, что при использовании нечетных частот и равных весовых коэффициентов ($g_l = 1$) ДН МО определяется соотношением [3, С. 44]

$$D(\psi) = \sum_{l=1}^L \cos\{(2l-1)\psi\} = 0,5 \sin(2L\psi) / \sin(\psi). \quad (3)$$

Уровень максимальных боковых лепестков ДН (3) составляет — 6,6 дБ, в то время как для линейной $N = 4L$ -элементной АР с такой же шириной луча равен — 13,2 дБ. Различие между ними объясняется тем, что (3) определяет ДН МО по мощности, а ДН линейной АР имеет аналогичный вид по амплитуде.

Особый интерес представляет пример разбиения линейной АР (размера $N = 4L$ с межэлементным расстоянием $\lambda / 2$) на две подрешетки, состоящих соответственно из нечетных и четных элементов. Тогда ДН подрешеток и МО совпадают. Для линейной N -элементной АР (по мощности) и нелинейной АР (с МО сигналов от подрешеток) определяются ДН соответственно соотношениями

$$DН_{\text{лин}}(\psi) = [\sin(N\psi / 2) / \sin(\psi / 2)]^2, \quad (4)$$

$$DН_{\text{нелин}}(\psi) = Y^2(\psi) D(\psi) = [\sin(N\psi / 2) / \sin(\psi)]^3. \quad (5)$$

Анализ (4), (5) показал, что нелинейное построение обеспечивает выигрыш в величине главного пика ($\psi = 0$) в $N / 8$ раз и существенно снижает уровень боковых лепестков, в частности, уровень максимальных боковых лепестков ниже на 6,6 дБ по сравнению с линейной АР.

Оптимизация ДН исследуемой системы. Дальнейшее понижение уровня боковых лепестков ДН МО возможно осуществить взвешиванием сигналов с выходов каналов МО. В известной литературе под-

робно исследованы критерии и оконные функции для дискретного преобразования Фурье [4], применимые при оптимизации ДН линейной АР. Для суммы нечетных косинусоид предлагается провести оптимизацию в следующей постановке задачи: необходимо определить весовые коэффициенты, обеспечивающие минимальный среднеквадратический уровень боковых лепестков в заданной зоне подавления ДН.

Представим сигнал на выходе L -частотной МО в виде $y = G^T X$, где $X^T = \{\cos \varphi, \cos 2\varphi, \dots, \cos(2L-1)\varphi\}$ — вектор сигналов с выходов МО, $G^T = \{g_1, g_2, \dots, g_L\}$ — вектор весов. Тогда минимизируемая функция H при сигнале $S^T = \{1, 1, \dots, 1\}$, расположенном в пике ДН ($\varphi = 0$), определяется выражением

$$H = \int_z y^2(\varphi) d\varphi = \min, \text{ при } G^T S = L, \quad (6)$$

где z — зона подавления боковых лепестков, $z \in [K\pi/2L, \pi/2]$, K — коэффициент расширения пика.

В матричной форме (6) имеет вид

$$H = \inf_{G^T S=L} G^T R_{XX} G,$$

где R_{XX} — корреляционная матрица входного сигнала с элементами

$$r_{ij} = \int_z \cos[(2i-1)\varphi] \cos[(2j-1)\varphi] d\varphi = \begin{cases} -0,5 \left(\frac{\sin K\pi(i+j-1)/L}{i+j-1} + \frac{\sin K\pi(i-j-1)/L}{i-j-1} \right), & i \neq j \\ \pi/2 - K\pi/2L - \frac{\sin K\pi(2i-1)/L}{4i-2}, & i = j. \end{cases}$$

Для нахождения вектора G применен метод неопределенных множителей Лагранжа α и введена вспомогательная функция [5] $B = 0,5G^T R_{XX} G + \alpha(S^T G - L)$. После приравнивания производной к нулю $dB/dG = 0$, решение полученного уравнения относительно G имеет вид

$$G = R_{XX}^{-1} S (S^T R_{XX}^{-1} S)^{-1} L. \quad (7)$$

Анализ ДН МО с весовой обработкой (7) показал, что при задаваемом расширении пика $K = 1,1$ уровень максимального бокового лепестка составляет — 11,2 дБ, а для зоны умеренного расширения пика ($K < 2,5$) понижается до — 21 дБ.

Анализ эффективности в условиях нескольких точечных целей. Аналитический анализ эффективности в условиях нескольких сигналов или помех существенно усложняется для нелинейных систем в связи с тем, что не выполняется принцип суперпозиции. Известно [2, С. 139, С. 146], что моноимпульсная двухэлементная МО не обладает разрешающей способностью и к ней неприменимы общепринятые для линейных систем критерии оценивания Релея и Вудворта [6]. В связи с этим, предлагается исследовать эффективность методом статистического моделирования. Проводится анализ влияния пространственного расположения помех для двухэлементной АР с 9-частотной МО.

Модели процессов V_{1l}, V_{2l} с выходов пары фильтров, настроенных на l -ую частоту, представляют собой аддитивную смесь M пространственно разнесенных помех, описываемых выражениями

$$V_{1l} = \sum_{i=1}^M U_i G(l\psi_i) \exp\{j(l\psi_i / 2 + \varphi_{0i})\} = \sum_{i=1}^M \dot{U}_i G(l\psi_i) \exp\{l\psi_i / 2\},$$

$$V_{2l} = \sum_{i=1}^M U_i G(-l\psi_i) \exp\{j(-l\psi_i / 2 + \varphi_{0i})\} =$$

$$= \sum_{i=1}^M \dot{U}_i G(-l\psi_i) \exp\{-l\psi_i / 2\},$$

где M — число помех, $\dot{U}_i = U_i \exp(j\varphi_{0i})$ — комплексная амплитуда i -ой помехи, распределенной по нормальному закону $(0, \sigma_i^2)$ с нулевым средним и мощностью σ_i^2 , ψ_i — обобщенная угловая координата i -ой помехи.

При использовании нечетных частот выходное напряжение МО имеет вид

$$U_{\text{вых}} = \sum_{l=1}^L g_l \operatorname{Re}\{V_{1l} V_{2l}^*\} = \sum_{l=1}^L g_l |V_{1l} V_{2l}^*| \cos(\theta_{1l} - \theta_{2l}),$$

где $\theta_l = \theta_{1l} - \theta_{2l} = \arccos\left(\operatorname{Re}\{V_{1l} V_{2l}^*\} / |V_{1l} V_{2l}^*|\right)$ — разность фаз в каналах, настроенных на l -ую частоту.

Исследуются возможность разрешения сигналов и помех в зависимости от их углового положения. Полагается, что полезный сигнал действует с главного направления $\psi = 0$, а помеха — вне главного пика.

Построены зависимости среднеквадратического значения процесса

$P = \left(\overline{U_{\text{вых}}^2}\right)^{1/2}$ на выходе системы от угла φ сканирования антенны, для

различных угловых разнесов помех $\Delta\varphi$ и полезного сигнала и отноше-

ний сигнал/помеха $q = \sigma_c^2 \sum_{i=1}^M \sigma_i^2$. На рис. 2 а представлены зависимости для случая $M = 2$ помех, действующих с симметричных угловых

направлений относительно сигнала с $q = 15$ Дб (для различных угловых разносов помех). Зависимость $\Delta\varphi = 0$, показанная штриховой линией, также соответствует 36-элементной линейной АР.

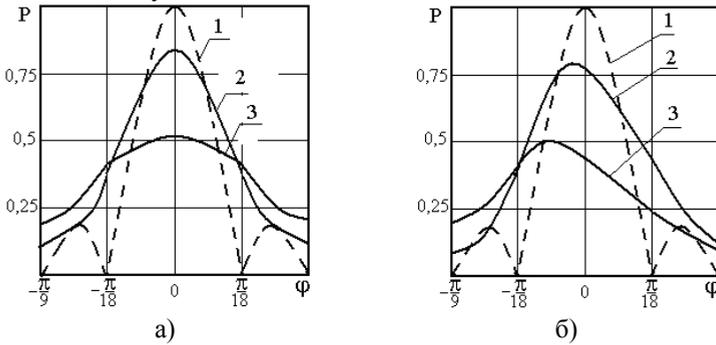


Рис. 2. Зависимости углового распределения мощности на выходе МО: а – симметричное расположение двух помех, разнесенных на $\Delta\varphi$: 1 – 0,

2 – $\pi/6$, 3 – $\pi/2$;

б – одна помеха расположена по одну сторону от сигнала для отношений сигнал/помеха q : 1 – 100 Дб, 2 – 20 Дб, 3 – 15 Дб

Анализ графиков показал, что провалы между сигналом и помехами отсутствуют, причем с увеличением углового разноса пик расширяется и уменьшается по величине, а разрешение сигнала и помех отсутствует. Так, для $q = 15$ Дб и максимального углового разноса помех $\Delta\varphi = \pi/2$, пик расширяется в 2 раза, а его мощность падает на 3 Дб. Отсутствие разрешения объясняется на примере двух помех, расположенных симметрично относительно нормали к АР

$$V_{1l} = U_1 \exp\{j(l\psi_1/2 + \varphi_{01})\} + U_2 \exp\{j(l\psi_2/2 + \varphi_{02})\},$$

$$V_{2l} = U_1 \exp\{j(-l\psi_1/2 + \varphi_{01})\} + U_2 \exp\{j(-l\psi_2/2 + \varphi_{02})\},$$

для которых $\psi_1 = -\psi_2 = \psi$. Тогда результат их перемножения можно представить суммой трех случайных величин

$$\operatorname{Re}\{V_{1l}V_{2l}^*\} = U_1^2 \cos(2\psi) + U_2^2 \cos(2\psi) + U_1U_2 \cos(\varphi_{01} - \varphi_{02}).$$

Так как мощность третьего слагаемого суммы равна произведению $\sigma_1\sigma_2$ среднеквадратических значений U_1 и U_2 и сравнима с ними по величине, то провал отсутствует при положении луча АР между двумя источниками помех.

На рис. 2 б исследуется случай помехи ($M = 1$), по одну сторону от направления сигнала на угловом расстоянии $\Delta\varphi = \pi/2$ от направления

сигнала (действующего с нулевого направления), при различных отношениях сигнал/помеха. Анализ показал, что имеет место смещение пика в сторону помехи, которое возрастает с уменьшением отношения сигнал/помеха. Помехи оказывают наибольшее влияние при максимальном угловом разnose относительно сигнала. Так при $\Delta\varphi = \pi/2$ и $q = 15$ дБ смещение составляет 0,5 от ширины ДН, а также возрастает ширина пика (в 2 раза по уровню 3 дБ). Полученные результаты нетрудно объяснить на основе анализа статистических свойств сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [7], где плотность распределения вероятностей разности фаз θ каналов аппроксимирована нормальным законом с параметрами среднего и дисперсии разности фаз $(\bar{\theta}, \sigma_\theta^2)$ и проведен анализ зависимостей $\bar{\theta}$ и σ_θ^2 от соотношений мощностей и угловых положений помех. Исследования МО показали, что увеличение углового разnose несимметрично расположенных помех (относительно сигнала) приводит к расширению пика. Это обусловлено смещением среднего $\bar{\theta}$ разности фаз в область помехи (попаданию в область боковых лепестков ДН), а также возрастанием дисперсии σ_θ^2 .

Повышение разрешающей способности возможно за счет применения пространственно-временной обработки широкополосных сигналов. При этом эффективность разрешения по углу определяется с учетом размера апертуры, длительности накопления сигнала и его корреляционных свойств [8].

С учетом полученных результатов перейдем к анализу эффективности обнаружения сигнала на фоне нормально распределенных помех. В случае одной помехи выходное напряжение представляется квадратичным преобразованием входного процесса (2) и распределено по экспоненциальному закону. Для исключения отрицательных значений порогового уровня, возникающих из-за знакопеременного характера (2) от множителя ДН, применен линейный детектор (рис. 1), а принятие решения о наличии сигнала выносится при $|U_{\text{вых}}| > c \sqrt{U_{\text{вых}}}$. При оценивании эффективности по критерию Неймана-Пирсона нетрудно рассчитать необходимую вероятность ложной тревоги F , связанную с относительным порогом обнаружения c известным соотношением $F = \exp(-c)$ [8]. Однако получить достаточно точные аналитические выражения для вероятности правильного обнаружения не представляется возможным, в связи с чем, проведено статистическое моделирование с учетом оптимизации весов (12). На рис. 3 представлены зависимости вероятности правильного

обнаружения D от отношения сигнал/помеха q в условиях помех, действующих с одной стороны от сигнала. Для сравнения показаны аналогичные зависимости для МО с равными весовыми коэффициентами — штрих-пунктирной линией и 36-элементной линейной АР — штриховой линией. При небольших угловых разносах сигнала и помехи $\pi/18 < \Delta\varphi < \pi/6$ (рис. 3 а) анализ графиков показал, что применение весовой коррекции в МО позволяет повысить эффективность обнаружения сигнала на фоне помех, действующих по первым боковым лепесткам и незначительно уступая 36-элементной линейной АР. Так, для $D = 0,5$ весовая коррекция МО при $K = 1,5$ обеспечивает выигрыш в 6—8 дБ по сравнению с неоптимизированной весовой обработкой.

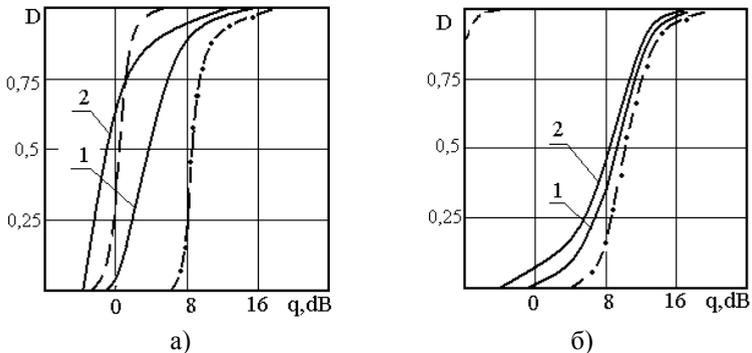


Рис. 3. Характеристики обнаружения сигнала на фоне помех. При оптимизации весов учтено расширение пика K : 1 — 1, 2 — 1,5. Угловой разнос сигнала и помехи $\Delta\varphi$: а — $\pi/6$; б — $\pi/2$

В случае большого углового разноса $\Delta\varphi = \pi/2$ сигнала и помехи (рис. 3 б) эффективность МО снижается и весовая коррекция не дает существенного выигрыша. Это объясняется тем, что при наличии сигнала имеет место смещение разности фаз МО $|\bar{\theta}_1| > \pi/18$ за пределы пика (в область помехи) из-за недостаточной величины отношения сигнал/помеха. Если помехи расположены по разные стороны от сигнала, то МО не повышает эффективности обнаружения сигнала по сравнению с 2-элементной линейной АР, так как среднее значение разности фаз каналов (при отсутствии сигнала) находится в области пика ДН МО.

В целом, выбор сетки частот и весовая мультипликативная обработка сигналов обеспечивают заданную ширину ДН при ограниченных размерах апертуры антенны, а также повышение эффективности обнаружения сигналов на фоне помех.

Список использованной литературы:

1. Мень А. В. Система декаметровых радиоинтерферометров УРАН. I Основные принципы / А. В. Мень, С. Я. Брауде, С. Л. Рашковский, Н. К. Шарыкин, В. А. Шепелев, Г. А. Инютин, А. Д. Христенко, В. Г. Булацен, А. И. Браженко, В. В. Кошевой, Ю. В. Романчев, В. П. Цесевич, В. В. Галанин. // Радиофизика и радиоастрономия. — 1997. — Т. 2. — № 4. — С. 385—401.
2. Денисов В. П. Фазовые пеленгаторы : монография / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин. — Томск : ТУСУР, 2002. — 251 с.
3. Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. — М. : Наука, 1971. — 1108 с.
4. Годлевский В. С. Численный синтез оконных функций для дискретного преобразования Фурье / В. С. Годлевский, А. М. Денисенко // Электронное моделирование. — 2006. — Т. 28. — № 4. — С. 75—78.
5. Бураков В. А. Адаптивная обработка сигналов в антенных решетках / В. А. Бураков, Л. А. Зорин, М. В. Ратынский, Б. В. Шишкин // Зарубежная радиоэлектроника. — 1976. — № 8. — С. 35—59.
6. Шоу Е. Теоретические и экспериментальные исследования разрешающей способности мультипликативных и аддитивных антенных решеток / Е. Шоу, Д. Девис // Зарубежная радиоэлектроника. — 1965. — № 11. — С. 103—123.
7. Цветнов В. В. Статистические свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах / В. В. Цветнов // Радиотехника. — 1957. — № 5. — С. 12.
8. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я. Д. Ширман — М. : Сов. радио, 1974. — 360 с.

The multiply method of formation of the diagramme of directivity of two-element antenna array, allowing to reduce essentially the width of the main peak at the expense of application of several bearing frequencies is offered. The algorithm of minimization of the level of sidelobes of the antenna by weight correction is developed.

Key words: *antenna array, multiply processing, detection signals, optimization, diagramme of directivity.*

Отримано: 23.02.2010