

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНО-ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

А.Н. Новиков (Балашиха)

Введение

Радиотехнические системы военного назначения, к которым относятся системы радиосвязи, радиолокации, радионавигации и радиоуправления, выполняют в процессе своего жизненного цикла широкий класс разнородных задач, которые в той или иной системе перекликаются. Например, системы радиолокации могут помимо своей основной задачи по определению параметров целей могут выполнять функции по определению своего местоположения и передачи радиолокационных данных. При этом каждая из этих функций должна выполняться с требуемым уровнем качества, так как от этого зависит результат выполнения задачи по прямому назначению. Тенденции развития современных образцов техники диктуют необходимость применения в радиотехнических системах в качестве антенны цифровые антенные решетки. Это связано с тем, что антенная решетка обладает высокими характеристиками направленности и способна производить пространственно-временную обработку в самой антенне. Процесс создания таких радиотехнических систем является высокотехнологичным и дорогостоящим. В связи с этим целесообразно на первоначальном этапе разработки произвести имитационное моделирование данных систем и процессов, происходящих в них в той или иной ситуации. Как известно, основными элементами любой радиотехнической системы являются антенна, передатчик и приемник. Поэтому для создания имитационной модели необходимо учесть все основные процессы преобразования сигнала в каждом из этих элементов. Широкополосная цифровая антенная решетка является своеобразным пространственно-частотным фильтром, который должен учитывать изменение направления как на полезный сигнал, так и на помеховый сигнал в широкой полосе частот. Приемник производит корреляционную обработку в полосе частот с помощью согласованных с сигналом фильтров или корреляторов. Таким образом, в антенной решетке производится пространственно-временная обработка в полосе частот полезного сигнала, а в приемнике временная обработка. При этом пространственно-временную обработку возможно производить как на прием, так и на передачу, что должно быть учтено в имитационной модели.

Разработка имитационной модели процесса функционирования широкополосной радиотехнической системы в сложной сигнально-помеховой обстановке

Для создания имитационной модели необходимо рассмотреть принцип функционирования широкополосной цифровой антенной решетки.

Особенностью рассмотрения функционирования широкополосной антенной решетки является тот факт, что сигнал необходимо рассматривать как функцию от частоты, а не от времени, и вся обработка будет производиться именно в частотной области. Как известно, спектр широкополосного сигнала – это бесконечный набор монохроматических волн. Пусть одна из таких плоских монохроматических волн единичной амплитуды падает на линейную эквидистантную антенную решетку, представленную на рисунке 1, под углами θ к оси y .

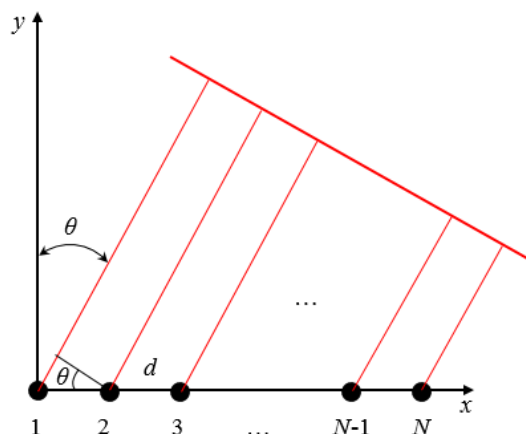


Рис.1 – Геометрия раскрытия линейной эквидистантной антенной решетки

Волна возбуждает гармоническое электрическое колебание в каждом элементе антенной решетки. Для упрощения изложения материала можно допустить, что в начальный момент времени фаза колебания равна нулю в первом элементе антенной решетки. Таким образом, сигнал принятый первым элементом можно представить в виде

$$s_1(t) = \exp(j\omega_0 t), \quad (1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота; f_0 – частота колебаний.

Колебание во втором элементе антенной решетки опережает колебание в первом элементе на время τ , которое, согласно рисунку 1, можно представить в следующем виде

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c}, \quad (2)$$

где d – расстояние между элементами антенной решетки; c – скорость света.

За время τ фаза колебания во втором элементе антенной решетки увеличится на величину $\omega_0 \tau$ по отношению к фазе колебания в первом элементе. В связи с этим сигнал, принятый вторым элементом можно записать в виде

$$s_2(t) = \exp(j\omega_0(t + \tau)) = \exp(j\omega_0 \tau) \exp(j\omega_0 t). \quad (3)$$

Подставляя в выражение (3) выражение (2) и учитывая, что длина волны равна $\lambda = c/f_0$, выражение (3) преобразуется к виду

$$s_2(t) = \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)) \exp(j\omega_0 t). \quad (4)$$

Рассуждая аналогичным образом, можно записать выражение, описывающее колебания во всех элементах антенной решетки

$$s_n(t) = \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (n-1)d \sin(\theta)) \exp(j\omega_0 t), \quad (5)$$

где $n = 1, \dots, N$.

Второй множитель в выражении (5) зависит только от частоты колебания и не несет в себе информацию о геометрии антенной решетки и направлении прихода сигнала. В связи с этим данным множителем можно пренебречь. Основным интересом представляет первый множитель, который называется комплексной амплитудой сигнала. Именно он имеет значение в задачах пространственно-временной обработки сигналов в антенной решетке, так как содержит информацию о направлении прихода сигнала или аддитивной смеси сигналов.

Как уже было сказано выше, обработку широкополосных сигналов необходимо проводить в частотной области. В общем случае аддитивная смесь широкополосных сигналов, источники которых находятся в движении, на выходе антенной решетки произвольного раскрыва имеет вид

$$S_l(\omega, t) = C_l(\Delta\omega_l \pm \omega d_l) \exp\left(-j(\Delta\omega_l \pm \omega d_l) \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} (x_n \sin \theta_l(t) \cos \varphi_l(t) + y_n \sin \theta_l(t) \sin \varphi_l(t) + z_n \cos \theta_l(t))\right), \quad (6)$$

где $C_l(\Delta\omega_l \pm \omega d_l)$ – спектр l -го широкополосного сигнала на выходе антенной решетки;

$\varepsilon_0 \mu_0$ – электрическая и магнитная постоянные свободного пространства соответственно;

$\Delta\omega_l$ – ширина спектра l -го широкополосного сигнала ($l = 1, \dots, L$);

x_n, y_n, z_n – координаты элементов N -элементной ($N = N_x N_y N_z$) антенной решетки произвольного раскрыва;

ωd_l – доплеровский сдвиг частоты l -го широкополосного сигнала;

$\theta_l(t), \varphi_l(t)$ – углы прихода l -го широкополосного сигнала, источники которого находятся в движении по отношению к антенной решетке.

Как видно из соотношения (6) антенная решетка инвариантна к структуре широкополосного сигнала, чего нельзя сказать о корреляционном приемнике. В связи с этим обработку широкополосного сигнала необходимо проводить в два этапа.

На первом этапе необходимо производить пространственно-временную обработку, что позволит максимально исключить влияние структуроподобных коррелированных помех.

На втором этапе необходимо произвести временную обработку, которая позволит однозначно определить принадлежность сигнала и исправить возникшие при пространственно-временной обработке ошибки.

Термин пространственно-временная обработка подразумевает обработку сигналов, источники которых изменяют свое местоположение во времени. При этом необходимо разделить данные сигналы по пространственным каналам для дальнейшей временной обработки.

В антенных решетках обработка сигналов производится на основе ковариационной матрицы сигналов, анализ которой позволяет определить направления на источники излучения широкополосных сигналов. В общем случае ковариационная матрица имеет следующий вид [1-4]

$$R(\omega, t) = \sigma^2 E + X^* X^T, \quad (7)$$

где σ – мощность тепловых шумов в каналах антенной решетки;

E – единичная матрица размером $N \times N$;

X – аддитивная смесь сигналов на входе антенной решетки;

$^*, T$ – символы комплексного сопряжения и транспонирования.

Из [1, 4] известно, что для того чтобы антенная решетка сформировала диаграмму направленности в заданном направлении, необходимо в контур управления ввести управляющий вектор вида

$$S_{\text{уп}}(\omega) = \exp\left(-j(\Delta\omega_0) \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} (x_n \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + z_n \cos \theta_0)\right), \quad (8)$$

где θ_0, φ_0 – направление главного максимума диаграммы направленности антенной решетки;

$\Delta\omega_0$ – полоса частот, в которой формируется диаграмма направленности.

Как видно из соотношения (8) диаграмма направленности антенной решетки будет формироваться только в направлении одного сигнала и только для определенной ширины спектра. При этом в выражении (8) не учтен факт изменения направления главного максимума диаграммы направленности во времени. В свою очередь из соотношения (6) видно, что на элементы антенной решетки одновременно поступают L сигналов с разных направлений с разной шириной спектра. Таким образом получается, что один сигнал, в направлении которого сосредоточен главный максимум диаграммы направленности, будет полезным, а остальные сигналы будут мешающими, то есть затруднять прием полезного сигнала. Для исключения влияния мешающих сигналов в контуре управления антенной решеткой на основе ковариационной матрицы формируется вектор весовых коэффициентов, который обеспечивает формирование «нулей» диаграммы направленности антенной решетки в направлении мешающих сигналов. Аналитическое представление вектора весовых коэффициентов имеет вид [3, 4]

$$W(\omega, t) = R^{-1}(\omega, t) S_{ynp}^*(\omega, t). \quad (9)$$

Таким образом, аналитическое представление для диаграммы направленности антенной решетки примет вид

$$F(\omega, t) = s(\omega) W(\omega, t), \quad (10)$$

где $s(\omega)$ – матрица сканирования по углам.

Как видно из соотношения (7) в ковариационную матрицу попадает также полезный сигнал, который искажает вектор весовых коэффициентов и тем самым диаграмму направленности антенной решетки. Для исключения полезного сигнала из канала обработки необходимо его вычесть из аддитивной смеси сигналов. Это выполняется следующим образом. Несколько элементов антенной не принимают полезный сигнал, а принимают только помеховые сигналы.

Аналогичным образом антенная решетка функционирует и на передачу, только в этом случае ковариационную матрицу помеховых сигналов (7) формируют искусственно [5].

Описанные выше подходы возможно применять только в случае, когда источники сигналов являются стационарными. Для случая, когда источник полезного сигнала и источники помех находятся в движении, вектор весовых коэффициентов необходимо формировать на основе соотношения [6]

$$W(i, j+1) = \left[(dt-1)E + \gamma dt R_{m_i} \right] W(i, j) + \Delta W(i, j), \quad (11)$$

где $W(i, j)$ – значение вектора весовых коэффициентов на предыдущем j -ом шаге итерации ($j = \overline{0, J}$);

dt – шаг итерации;

γ – коэффициент, характеризующий интенсивность адаптации;

$\Delta W(i, j)$ – вектор, характеризующий шум адаптации.

В выражении (11) индекс $i = \overline{0, \Theta}$ обозначает изменение углового положения источников излучения помеховых сигналов.

Отличительной особенностью функционирования антенной решетки на основе выражения (11) является тот факт, что вектор весовых коэффициентов $W(i, j)$ в начальный момент при первой итерации принимает значение $W(0, 0) = S_{ynp}$, далее, при изменении углового положения источников помех и, следовательно, ковариационной

матрицы помеховых сигналов R_{m_i} , вектор весовых коэффициентов принимает значение вектора, полученного при предыдущем угловом положении источников помех, то есть $W(i+1, 0) = W(i, J)$. В случае, если изменяется направление излучения полезного сигнала, алгоритм, описанный выше, повторяется. То есть вектор весовых коэффициентов в начальный момент времени принимает значение $W(0, 0) = S_{\text{шп}}$. Далее производится вычисление вектора весовых коэффициентов на основе соотношения (10).

Также на основе антенной решетки можно реализовать методы сверхрелеевого разрешения, основными из которых являются метод Кейпона и «теплового шума». Данные методы позволяют принимать сигналы, угловое положение между которыми меньше половины ширины диаграммы направленности антенной решетки. На основе известных соотношений, описывающих формирование пеленгационного рельефа в случае пеленгации узкополосных сигналов [7-9], аналитические выражения, описывающие пеленгационный рельеф на основе применения метода Кейпона (12, а) и «теплового шума» (12, б) при пеленгации широкополосных сигналов, примут вид

$$P(\theta, \phi; \omega) = \left[s^T(\omega) R^{-1}(\omega) s^*(\omega) \right]^{-1}, \quad (12, \text{а})$$

$$P(\theta, \phi; \omega) = \left[s^T(\omega) R^{-2}(\omega) s^*(\omega) \right]^{-1}. \quad (12, \text{б})$$

Преимущество данных методов по сравнению с многообразием других методов сверхразрешения заключается в том, что они просты в реализации и в наименьшей степени зависят от коррелированности сигналов между собой.

Пеленгационная характеристика позволяет обеспечить прием широкополосного сигнала только с того направления, с которого это требуется. Все остальные сигналы могут быть исключены из ковариационной матрицы на основе несложного алгоритма.

Далее после приема полезного или требуемого сигнала по организованному пространственному каналу производится его суммирование от всех элементов антенной решетки по всем частотам и производится временная обработка. На первом этапе в приемнике производится корреляционный прием и определение принадлежности сигнала на основании соотношения

$$R_p(m) = \sum_{i=0}^{M-1} S_i S_{i-m}, \quad (13)$$

где $R_p(m)$ – значение автокорреляционной функции в m -ом сдвиге;

S_i – значение сигнала в i -ом разряде.

После корреляционного приема и принятия решения о наличии полезного сигнала производится процедура исправления ошибок на основе избыточного помехоустойчивого кодирования, если оно применялось.

Структурная схема имитационной модели процесса функционирования радиотехнических систем в сложной сигнально-помеховой обстановке представлена на рисунке 2.

Результаты моделирования

На основе разработанной имитационной модели проведено моделирование процесса функционирования широкополосных радиотехнических систем.

Моделирование процесса формирования «нулей» диаграммы направленности проведено на основе антенной решетки прямоугольного раскрытия 10×10 излучателей ($N = 100$). Направление прихода полезного сигнала по углу θ изменяется от 0° до 10° ,

по углу φ не изменяется и равно 0° . На антенную решетку воздействуют четыре помехи мощностью 30 дБ каждая. Направления прихода помеховых сигналов по углу φ не изменяются и равны 0° . Направления прихода по углу θ первой помехи изменяется от -17° до 12° , второй – от 17° до 32° , третьей – от 28° до 38° , четвертой – от 45° до 55° . Уровень шума адаптации составляет -50 дБ. Коэффициент, характеризующий интенсивность адаптации γ , принят равным 0.3.

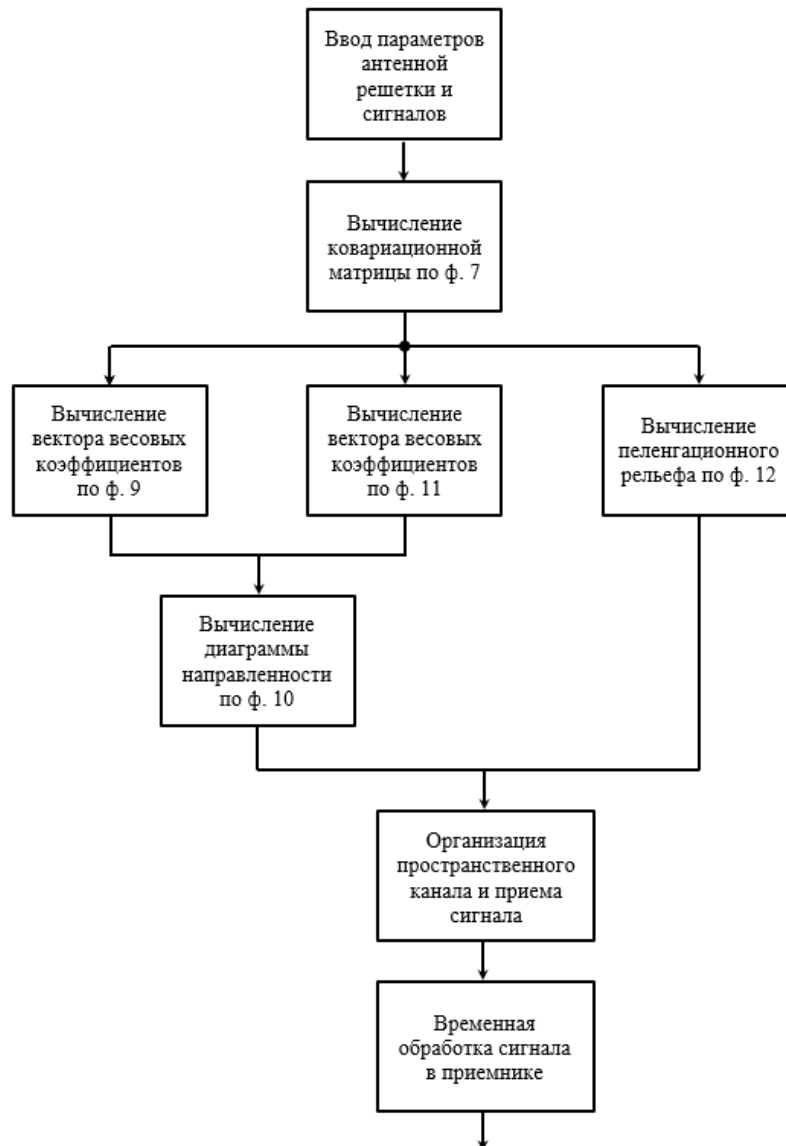
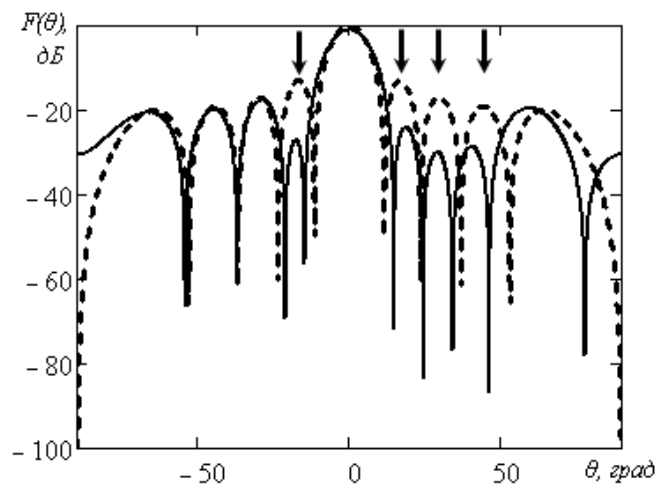


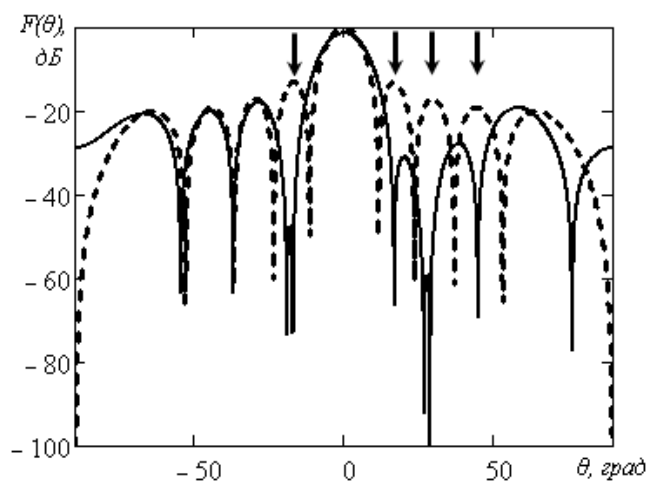
Рис.2 – Структурная схема имитационной модели процесса функционирования радиотехнических систем

На рисунке 3 представлены диаграммы направленности антенной решетки в начальный момент времени (пунктирная линия) и в различные моменты времени периода T адаптации на основе градиентного метода (сплошная линия). На рисунке 3,а представлены диаграмма направленности антенной решетки в начальный момент времени и в момент времени $T/7$, на рисунке 3,б – в момент времени $T/2$, а на рисунке 3,в – в момент времени T , то есть в установившемся режиме для данных направлений

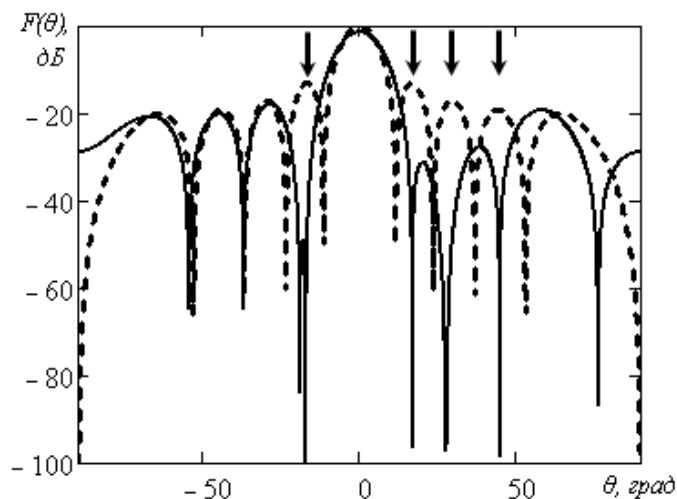
прихода полезного и помеховых сигналов. Стрелками указаны направления прихода помех. Из рисунков видно, что с каждой итерацией «нули» диаграммы направленности становятся глубже.



а)



б)



в)

Рис.3 – Диаграмма направленности антенной решетки в процессе подстройки вектора весовых коэффициентов

Моделирование процесса пеленгации широкополосных сигналов проведено для той же антенной решетки для случая трех сигналов, занимающих общую полосу частот. Спектр первого сигнала, приходящего с направления $\theta_1 = 0^\circ, \phi_1 = 0^\circ$, представляет собой спектр ЛЧМ сигнала. Спектр второго сигнала, приходящего с направления $\theta_2 = 40^\circ, \phi_2 = 0^\circ$, описывается выражением (14)

$$C_2(\omega) = \begin{cases} 10^3, & \omega_1 < \omega < 1.4\omega_1 \text{ и } 2.8\omega_1 < \omega < \omega_2, \\ 0, & 1.4\omega_1 < \omega < 2.8\omega_1. \end{cases} \quad (14)$$

Спектр третьего сигнала, приходящего с направления $\theta_3 = -21^\circ, \phi_3 = 0^\circ$, описывается выражением (15)

$$C_3(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega_1 < \omega < 1.4\omega_1 \text{ и } 2.8\omega_1 < \omega < \omega_2, \\ 10^3, & 1.4\omega_1 < \omega < 2.8\omega_1. \end{cases} \quad (15)$$

Результаты моделирования приведены на рисунках 4-6.

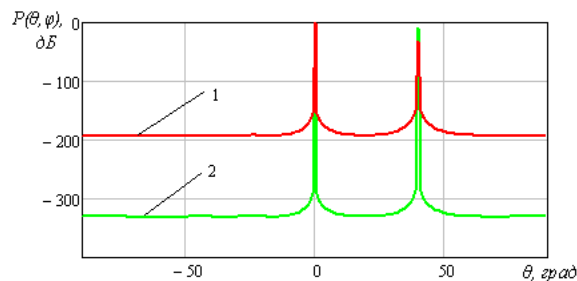


Рис.4 – Пеленгационный рельеф на частоте $0.7 \omega_1$

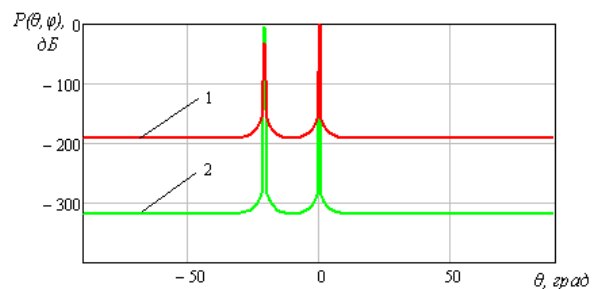


Рис.5 – Пеленгационный рельеф на частоте $2.1 \omega_1$

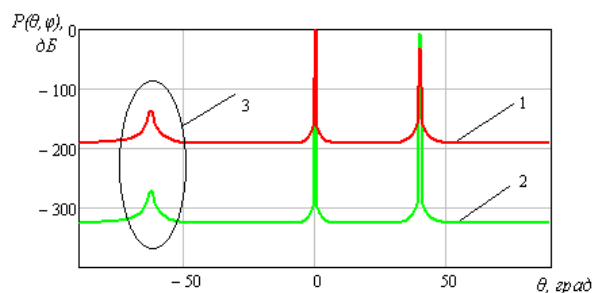


Рис.6 – Пеленгационный рельеф на частоте $3.5 \omega_1$

Из приведенных графиков видно, что пеленгационный рельеф формируется только на тех частотах и в тех направлениях, где спектральная плотность широкополосных сигналов не равна нулю. Для всех рисунков 4-6 цифрой 1 обозначен пеленгационный рельеф, сформированный по методу сверхразрешения Кейпона, а цифрой 2 – пеленгационный рельеф, сформированный по методу «теплового шума».

Также из графиков видно, что чем больше спектральная плотность сигнала, тем выше пик пеленгационного рельефа, так на каждом из рисунков 4-6 пик пеленгационного рельефа для сигнала, приходящего с направления $\theta_1 = 0^\circ, \phi_1 = 0^\circ$ выше, чем для сигналов, приходящих с направлений $\theta_2 = 40^\circ, \phi_2 = 0^\circ$ и $\theta_3 = -21^\circ, \phi_3 = 0^\circ$. Это связано с тем, что спектральная плотность сигнала, приходящего с первого направления выше, чем спектральная плотность остальных сигналов.

На рисунке 6 на обоих пеленгационных рельефах наблюдается локальный пик 3, который не связан с пеленгацией сигнала, а возникает из-за пеленгации на высокой частоте. Данный пик ПР является паразитным и может быть устранен с помощью подбора излучателей антенной решетки с необходимыми характеристиками.

Вывод

Разработанная имитационная модель впервые применена для обработки широкополосных сигналов, источники которых находятся в движении, что позволяет сделать вывод о научной новизне математического аппарата, заложенного в имитационной модели. Исследования, проводимые на имитационной модели, позволяют уменьшить экономические затраты на разработку широкополосных радиотехнических систем и вырабатывать обоснованные тактико-технические требования к ним, что свидетельствует о высокой практической значимости полученных результатов.

Литература

- 1 **Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Цыпорина И.Г.** Оптимальное подавление широкополосных помех в адаптивных антенных решетках / Электромагнитные волны и электронные системы, Т.16, № 6, Москва, 2011 г., С.20-23.
- 2 **Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д.** Квазиоптимальный метод обработки широкополосных сигналов в условиях радиопомех / Антенны, № 9, Москва, 2011 г., С. 26-29.
- 3 **Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Шацкий В.В., Шацкий Н.В.** Адаптивная антенная решетка / Патент №2466482 (РФ).
- 4 **Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Шацкий В.В., Шацкий Н.В., Новикова Е.Е.** Устройство обращения ковариационной матрицы помеховых сигналов / Патент №2542352 (РФ).
- 5 **Новиков А.Н., Новикова Е.Е., Подсвиров В.А.** Передающая адаптивная антенная решетка / Патент №2633029 (РФ).
- 6 **Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Бибарсов М.Р., Алешин С.Л.** Метод формирования «нулей» диаграммы направленности адаптивной антенной решетки для подвижных источников излучения / «Антенны», Москва, № 1, 2019., С. 59-64.
- 7 **Новиков А.Н.** Оптимальная пеленгация широкополосных сигналов антенной решеткой на основе применения методов сверхразрешения / Антенны, Москва, № 3, 2018 г., С. 19-23.
- 8 **Novikov A.N., Rozhnov A.V., Novikova E.E.** Investigation of Super-Resolution Methods for Direction Finding of Broad-band Signals by an Antenna Array / 2020 22th International Conference of Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russia, 2020, pp.1-5. doi: 10.1109/DSPA48919.2020.9213247.
- 9 **Новиков А.Н.** Квазиоптимальная пеленгация широкополосных сигналов антенной решеткой на основе методов сверхразрешения / Антенны. 2020. № 2. С. 54-59.