ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

2021 июль–сентябрь № 3 (52)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 004.94: 621.396.962.23

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В РЛС С ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

В.Н. Васюков, И.А. Пичиков

Новосибирский государственный технический университет

Рассматривается задача имитационного моделирования пассивных помех в контексте разработки алгоритмов пространственно-временно́й обработки широкополосных сигналов в радиолокационной системе с цифровой антенной решеткой. Обсуждаются спектральные и корреляционные характеристики пассивных помех в рамках гауссовой, полиномиальной (дробно-рациональной) и экспоненциальной моделей. Ввиду широкополосного характера зондирующих сигналов формирование диаграммы направленности антенной решетки осуществляется посредством управления временны́ми задержками колебаний, поступающих на элементы решетки, реализуемого в частотной области через комплексные весовые коэффициенты. Моделирование пассивной помехи как стационарного комплексного случайного процесса производится в дискретном «медленном» времени, при этом каждый комплексный вектор отсчетов отстоит от соседних векторов на величину периода повторения зондирующих импульсов. Известный способ моделирования пассивных помех на основе формирующего рекурсивного фильтра непригоден для применения в случае спектра помехи, отличного от рационального. Способ моделирования вектора коррелированных отсчетов с помощью разложения Холецкого ковариационной матрицы помехи неприменим при коэффициенте корреляции, близком к единице. Предлагается способ моделирования маскирующих протяженных пассивных помех широкого класса, основанный на фильтрации последовательности комплексных псевдослучайных векторов в частотной области с применением быстрого преобразования Фурье.

Ключевые слова: пассивная помеха, моделирование, случайная последовательность, комплексная огибающая, быстрая свертка.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-7-16

Введение

Разработка современных радиолокационных систем (РЛС) сопряжена с большими материальными и временными затратами. Одним из способов снижения затрат является замена натурного эксперимента имитационным моделированием системы или ее частей. Согласно современным представлениям РЛС должна удовлетворять жестким требованиям к помехозащищенности и эффективности, в частности обеспечивать высокую вероятность правильного обнаружения целей при ограниченной вероятности ложной тревоги в условиях применения противником средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ), к которым относятся активные и пассивные помехи. Данная работа посвящена моделированию маскирующих пассивных помех (ПП) для отладки алгоритмов обнаружения сигналов цели и измерения их параметров. Актуальность работы обусловлена необходимостью разработки высокоэффективных РЛС с цифровыми антенными решетками (ЦАР).

Пассивные помехи возникают при отражении излученной электромагнитной энергии различными предметами или при изменении условий ее распространения. В данной работе рассмотрение ограничено протяженными маскирующими ПП естественного или искусственного происхождения. Естественные протяженные

ПП порождаются отражениями зондирующих сигналов (ЗС) от земной или морской поверхности, от местных предметов (неровностей рельефа), метеообразований (гидрометеоров – дождя, снега, тумана) [1]. Искусственные ПП создаются отражениями от облаков дипольных отражателей (ОДО), облаков аэрозолей или ионизированных частиц. Действие маскирующей помехи основано на значительном превышении мощности ПП над мощностью полезного сигнала, отраженного от цели, имеющей на много порядков меньшую эффективную площадь рассеяния (ЭПР).

Характер поверхностно-протяженных и объемно-протяженных помех обусловлен их физической природой. В обоих случаях можно считать, что зондирующий сигнал отражается от множества малых отражателей, различающихся по своему пространственному положению и по относительной интенсивности отражения. Для описания протяженных распределенных отражателей используется характеристика, которую называют удельной ЭПР. Удельная объемная ЭПР представляет собой суммарную ЭПР элементарных отражателей, принадлежащих данному объему, отнесенную к величине этого объема, и имеет размерность м^2/м^3. Удельная поверхностная ЭПР равна суммарной ЭПР элементарных отражателей, сосредоточенных на участке поверхности, отнесенной к площади участка, и имеет размерность м^2/м^2. Удельная ЭПР может быть фиксированной для поверхности Земли, включая распределенные местные предметы, или заметно изменяться во времени для поверхности воды (интенсивность флюктуаций зависит от волнения), для облаков отражателей, стай птиц, скоплений насекомых и т. п.

1. Спектральные и корреляционные характеристики пассивных помех

Обработка сигналов в современных РЛС направлена в большинстве случаев на обнаружение цели и измерение ее параметров. Оптимальные алгоритмы (правила) обнаружения основаны на вычислении корреляционного интеграла, а поскольку дальность и скорость цели априори неизвестны, корреляционный обнаружитель является многоканальным по времени задержки и частоте [2]. Интервал времени T_Π между зондирующими импульсами разбивается на фрагменты порядка длительности импульса, которые определяют разрешающую способность РЛС по дальности. Каждому элементу разрешения соответствует один канал по дальности со своей задержкой опорного колебания. Аналогично формируются элементы разрешения по скорости (которая определяет доплеровское смещение частоты отраженного сигнала), при этом каждому элементу разрешения соответствует коррелятор с определенной частотой опорного колебания [1]. Во избежание эффекта слепых фаз корреляторы строятся по квадратурной схеме, в результате чего на их выходах формируются отсчеты комплексной огибающей сигнала.

В предположении, что весь разрешаемый объем равномерно заполнен случайно расположенными отражателями (диполями, каплями воды и т.п.), мощность ПП определяется как произведение плотности потока мощности электромагнитной волны и суммарной ЭПР, которая, в свою очередь, представляет собой произведение объема и удельной ЭПР.

Спектральные характеристики ПП определяются как параметрами последовательности зондирующих импульсов, так и свойствами отражающих объектов. В случае периодического повторения зондирующих импульсов с частотой $F_\Pi = 1/T_\Pi$ спектр сигнала, отраженного от неподвижного точечного отражателя, имеет линейчатый вид и состоит из дискрет, отстоящих по частотной оси на F_Π; огибающая спектра определяется несущей частотой и формой зондирующего сигнала (ЗС). При облучении пачкой импульсов каждая дискретная составляющая спектра отраженного сигнала расширяется и приобретает форму, определяемую параметрами пачки, в частности, форма зависит от того, выполняется ли непрерывное или скачкообразное сканирование [3].

Движение отражателя приводит к доплеровскому смещению каждой составляющей частоты f на величину $f_d = 2fV_r / c = 2V_r / \lambda$, где V_r – радиальная составляющая скорости в направлении на РЛС; c – скорость света; λ – длина волны.

В случае протяженных помех вследствие хаотического перемещения отражателей в пределах разрешаемого объема (качание деревьев, движение волн на поверхности воды, перемещение дипольных отражателей или капель воды в облаке) происходит дополнительное расширение спектральных составляющих ПП [4]. Согласно гауссовой модели каждая спектральная составляющая подвергается свертке с функцией (нормированной к единичной мощности):

$$S_G(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left[\frac{-(f - m_f)^2}{2\sigma_f^2}\right], \qquad (1)$$

где параметры m_f и σ_f связаны со средней групповой скоростью m_v отражателей и среднеквадратическим отклонением σ_v хаотической составляющей скорости отражателей выражениями

$$m_f = 2\frac{m_v}{\lambda}, \quad \sigma_f = 2\frac{\sigma_v}{\lambda}.$$

Ширина спектра на уровне –3 дБ для этой модели определяется как $B_3 = \sqrt{8\ln 2}\sigma_f = 2{,}3548\sigma_f$, поэтому

$$S_G(f) = \frac{\sqrt{4\ln 2}}{\sqrt{\pi}B_3} \exp\left[\frac{4\ln(2)f^2}{B_3^2}\right].$$

Недостаток этой модели заключается в слишком быстром убывании спектра, не подтверждающемся в ряде практических ситуаций.

Полиномиальная модель описывается выражением

$$S_p(f) = \frac{n\sin(\pi / n)}{\pi B_3} \frac{1}{1 + \left(2|f| / B_3\right)^n},$$

которое в типичном случае $n = 4$ принимает вид

$$S_p(f) = \frac{\sqrt{8}}{\pi B_3} \frac{1}{1 + \left(2|f| / B_3\right)^4}.$$

Параметр $B_3 = 2\sigma_f$ – ширина спектра на уровне –3 дБ. Для этой модели характерны слишком большие скорости движения отражателей [4]. Для описания ПП от метеообразований и ОДО в модель вводится смещение, учитывающее среднюю (групповую) скорость отражателей.

Экспоненциальная модель, характерная для отражений ЗС от земной поверхности, описывается функцией

$$S_e(f) = \frac{\ln 2}{B_3} \exp\left[-\frac{2\ln 2}{B_3} |f| \right].$$

Здесь $B_3 = \sqrt{2} \ln 2 \sigma_f = 0{,}9803 \sigma_f$.

Сравнение указанных моделей, представленное в [4], свидетельствует о том, что полиномиальная модель отражений от Земли слишком пессимистична при уровнях спектра менее –40 дБ. Самой реалистичной признается экспоненциальная модель, а при уровнях ниже –80 дБ она практически мало отличается от гауссовой.

В связи с использованием в современных РЛС широкополосных сигналов возникает необходимость перехода от традиционного управления диаграммой направленности с помощью фазовращателей к управлению посредством задержек сигналов элементов решетки. Такие задержки весьма просто реализуются в частотной области путем умножения спектров сигналов на комплексные множители. Поэтому целесообразно пространственно-временную обработку сигналов в ЦАР осуществлять на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее предполагается, что принимаемые колебания подвергаются БПФ на временных интервалах, соизмеримых с длительностью ЗС.

Корреляционные характеристики ПП следует рассматривать в «медленном времени» [5], т. е. в масштабе, определяемом периодом повторения ЗС. Фактически «медленный» временной масштаб соответствует анализу и межпериодной обработке сигналов РЛС на нулевой частоте, т.е. в виде комплексных огибающих (или квадратурных компонент). При переходе в частотную область на основе БПФ комплексная огибающая принятого колебания представляется в виде комплекснозначного спектрального вектора длины N (количество точек БПФ), компоненты которого отстоят друг от друга по частоте на величину F_d / N, где F_d – частота дискретизации в «быстром времени», определяемая шириной спектра ЗС. При облучении цели пачкой импульсов формируется двумерный массив данных, строками которого являются описанные спектральные векторы, а смещение по столбцу соответствует «медленному времени», так как соседние строки разделены интервалом $T_\text{п}$ повторения импульсов зондирования в пачке.

За время, равное периоду повторения импульсов, концентрация и расположение элементарных отражателей не успевают заметно измениться, поэтому спектральные векторы, соответствующие соседним строкам указанного массива, оказываются в значительной степени коррелированными. Заметим, что корреляцию между компонентами каждого такого вектора можно считать нулевой в силу того, что ПП в пределах интервала порядка длительности зондирующего импульса может считаться случайным процессом, стационарным в широком смысле. Благодаря этому обстоятельству каждый столбец массива можно рассматривать независимо от других столбцов и считать фрагментом коррелированной последовательности «медленного времени».

Автокорреляционная функция последовательности компонент спектральных векторов связана со спектральной плотностью мощности (СПМ) флюктуаций ПП парой преобразований Фурье. Так, для гауссовой СПМ получается АКФ вида

$$R_G(\tau) = P \exp(-2\pi^2 \sigma_f^2 \tau^2) \exp(-j 2\pi m_f \tau) , \qquad (2)$$

где P – мощность ПП.

Таким образом, для отсчетов последовательности медленного времени, количество которых равно числу N_b импульсов в пачке, можно записать (принимая $\tau = 0, T_\text{п}, 2T_\text{п}, \ldots$) комплексную ковариационную матрицу $\mathbf{R}$, которая является тёплицевой, эрмитовой и положительно определенной.

2. Принципы моделирования ПП

В связи с принятым представлением сигналов РЛС в виде БПФ-спектров комплексных огибающих, моделирование протяженных ПП заключается в получении последовательности «медленного времени» комплексных спектральных векторов (строк массива) с заданной ковариационной матрицей $\mathbf{R}$, описывающей каждый столбец массива высотой N_b.

Обеспечение заданных коэффициентов корреляции между спектральными векторами может быть достигнуто различными способами. Например, в [6] упоминается моделирование на основе рекурсивного разностного уравнения 2–3 порядка. При этом очевидно, что автоковариационная функция представляет собой сумму экспонент, а СПМ имеет дробно-рациональный вид, что, как было сказано выше, не всегда приемлемо. Повышение порядка разностного уравнения могло бы расширить возможности данного метода, однако строгое построение такой модели сопряжено со значительными аналитическими трудностями.

Альтернативный метод генерирования последовательностей конечной длины с произвольно задаваемыми корреляциями между отсчетами основан на разложении ковариационной матрицы $\mathbf{R}$ на две треугольные по методу Холецкого: $\mathbf{R} = \mathbf{L}\mathbf{L}^\dagger$, где $\dagger$ – символ эрмитова сопряжения, $\mathbf{L}$ – нижнетреугольная матрица. В системе MATLAB указанное разложение реализуется функцией $\mathbf{L} = chol(\mathbf{R}, 'lower')$. Для применения этой функции необходимо, чтобы матрица $\mathbf{R}$ была положительно определенной. Матрица $\mathbf{R}$ является положительно определенной в силу неотрицательности СПМ [7]. Однако практика показала, что при коэффициенте корреляции, близком к единице (что может иметь место, например, при моделировании ПП от местных предметов), вследствие конечной точности вычислений свойство положительной определенности может утрачиваться и применение процедуры разложения Холецкого становится невозможным.

Предлагается для обеспечения заданных спектрально-корреляционных свойств моделируемых реализаций пассивной помехи применить описанный ниже подход.

3. Моделирование ПП на основе фильтрации в частотной области

В результате моделирования должен быть получен двумерный массив комплексных случайных отсчетов, строки которого представляют собой БПФ-спектры временных реализаций ПП, количество строк равно объему пачки N_b, причем каждый столбец массива как случайный вектор должен описываться заданной ковариационной матрицей. В качестве первого шага сформируем массив, составленный из комплексных случайных величин с нулевыми средними и единичными дисперсиями с помощью выражения (MATLAB)

$$\mathbf{X} = 1/sqrt(2) * \left(normrnd(0,1,M,N) + 1j * normrnd(0,1,M,N) \right).$$

В этом массиве N – размерность вектора-строки спектральных отсчетов; M – количество строк массива, значительно превышающее объем пачки N_b. Дисперсия каждого отсчета равна единице.

Необходимо обеспечить заданную корреляцию между векторами спектральных отсчетов, получаемыми при повторном зондировании, т.е. отстоящими друг от друга на период повторения $T_{\text{п}}$ зондирующих импульсов.

Примем для примера, что СПМ доплеровских флюктуаций, обусловленных движением дипольных отражателей, имеет вид (1), автокорреляционная функция (АКФ) описывается выражением (2).

Комплексная эрмитова матрица ковариации ПП $\mathbf{R}$ размером $N_b \times N_b$ рассчитывается согласно выражению

$$r_{mn} = \exp\left[-2\pi^2\sigma^2(m-n)^2 T_{\text{п}}^{\ 2} + j2\pi f_d(m-n)T_{\text{п}}\right], \quad m,n = \overline{1,N_b}\,.$$

Каждый столбец массива $\mathbf{X}$ рассматривается как отрезок комплекснозначной стационарной временной последовательности с шагом (дискретизации), равным периоду $T_{\text{п}}$ зондирования. Необходимые корреляционно-спектральные свойства могут быть обеспечены путем применения к последовательности независимых случайных величин (белошумовой последовательности) фильтра с АЧХ, равной корню квадратному из требуемой СПМ. Целесообразно использовать фильтрацию методом быстрой свертки на основе БПФ.

Метод быстрой свертки может быть достаточно просто реализован в среде MATLAB, оптимизированной для выполнения матричных операций. Кроме того, к достоинствам метода относится возможность реализации широкого класса СПМ. Фактически вид реализуемой АЧХ фильтра определяется полиномиальной интерполяцией значений, заданных в M точках частотной оси, отстоящих друг от друга на величину $1/(T_{\text{п}}M)$. Точность полиномиальной аппроксимации желаемой АЧХ определяется количеством узлов интерполяции, т.е. количеством M точек БПФ. Отметим, что учет ненулевой средней скорости ОДО m_v не представляет трудности ввиду комплексного характера БПФ и реализуется простым смещением АЧХ фильтра по оси частот на величину m_f.

Следует отметить особенность БПФ, реализованного в среде MATLAB. Если применить функцию $\mathit{fft}(\cdot)$ к двумерному массиву (матрице), то возвращается массив, составленный из столбцов, каждый их которых представляет собой результат БПФ столбца исходной матрицы.

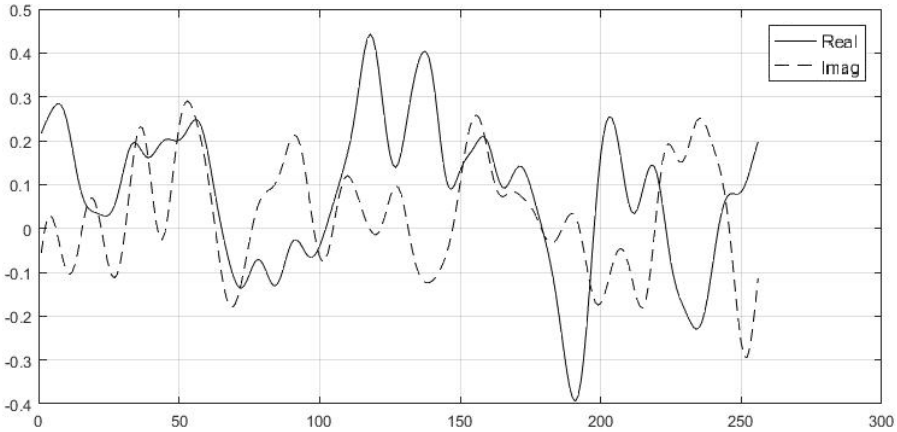
Учитывая, что исходным материалом для моделирования служит массив $\mathbf{X}$ независимых комплексных случайных величин, можно исключить прямое БПФ и трактовать сам этот массив как совокупность спектральных коэффициентов, строки которого расположены по частотной оси, соответствующей «быстрому времени», а столбцы – по частотной оси, соответствующей «медленному времени». Поэтому фильтрация для обеспечения нужной корреляции в медленном времени осуществляется умножением каждого столбца на АЧХ формирующего фильтра, после чего выполняется обратное БПФ.

Таким образом, предлагается следующий порядок формирования массива с заданной корреляцией между строками.

1. Сформировать двумерный массив $\mathbf{X}$ независимых комплексных чисел с нулевыми средними и единичными дисперсиями размерами $M \times N$.
2. Умножить каждый столбец массива на АЧХ фильтра
3. Выполнить обратное БПФ.

Выбор величины M определяется требуемой точностью аппроксимации заданной АЧХ фильтра (или СПМ ПП). Точность зависит от количества точек БПФ, равномерно размещаемых на частотной оси в диапазоне от 0 до $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$ и отстоящих друг от друга на величину $F_{\text{п}}/M$. После обратного БПФ получается массив $\mathbf{X}_{\text{corr}}$, элементы которого упорядочены по столбцам согласно медленному времени и отстоят друг от друга на величину $T_{\text{п}}$, при этом корреляционные связи между ними соответствуют заданной матрице. В дальнейшем используются только N_b строк этого массива (N_b – объем пачки), таким образом, далее рассматриваем усеченный массив $\mathbf{X}_b$ размером $N_b \times N$.

На рисунке показаны (непрерывными линиями для удобства восприятия) вещественная и мнимая части столбца смоделированного массива $\mathbf{X}_{\text{corr}}$ при $N = 1024$, $M = 256$ (форма СПМ гауссова, $\sigma_v = 1$ м/с).



Графики вещественной и мнимой частей первого столбца массива векторов коррелированных спектральных отсчетов

Graphs of the real and imaginary parts of the first column of an vector array of correlated spectral samples

Чтобы завершить моделирование ПП, необходимо обеспечить заданную форму СПМ помехи, которая равна квадрату модуля спектральной плотности ЗС, а также правильно задать энергетические характеристики ПП.

Каждая строка массива $\mathbf{X}_b$ содержит N независимых комплексных случайных величин с нулевыми средними и единичной дисперсией, трактуемых как спектральные коэффициенты «белошумовой» реализации быстрого времени. Для получения требуемой формы СПМ следует умножить каждый отсчет на соответствующее значение модуля спектральной плотности зондирующего сигнала. Эта операция должны быть выполнена для каждой из N_b строк, в результате чего получается массив $\mathbf{X}_s$. Суммарная энергия массива

$$E_X = \sum_{i=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{N} x_{ij} x^*_{ij} .$$

Величина E_X / N_b представляет собой среднюю энергию строки, поэтому после умножения массива $\mathbf{X}_s$ на $1/\sqrt{E_X / N_b}$ получается массив $\mathbf{X}_1$, строки которого представляют собой БПФ-спектры реализаций комплексной огибающей ПП единичной энергии. Переход к временным реализациям комплексной огибающей осуществляется обратным БПФ, при этом следует учесть, что обратное БПФ в системе MATLAB содержит множитель $1/N$. Для получения единичной мощности реализаций они должны быть умножены на N.

Таким образом, алгоритм моделирования ПП представляет собой следующую последовательность действий.

1. Генерирование двумерного массива $\mathbf{X}$ независимых комплексных чисел с нулевыми средними и единичными дисперсиями размерами $M \times N$.
2. Поэлементное умножение каждого столбца массива $\mathbf{X}$ на значения АЧХ фильтра.
3. Выполнение обратного БПФ по столбцам.
4. Отбрасывание $(M - N_b)$ строк.
5. Поэлементное умножение каждой строки на модуль спектра ЗС.
6. Вычисление суммарной энергии массива E_X.
7. Умножение каждого элемента массива на $1/\sqrt{E_X / N_b}$.
8. Выполнение обратного БПФ по строкам.
9. Умножение каждого элемента полученного массива $\mathbf{Y}$ на N.

Таким образом формируется выборка, имитирующая ПП единичной мощности. Для учета реальной мощности помехи необходимо принять во внимание механизм ее образования. Строка массива $\mathbf{Y}$ соответствует временно́й реализации пассивной помехи, сформированной отражениями от дипольных отражателей, занимающих объем пространства, ограниченный по дальности временны́м интервалом анализа, а по углу и азимуту – шириной диаграммы направленности АР. Мощность ПП, отраженная от ОДО, находится умножением плотности потока мощности на суммарную ЭПР в пределах данного объема. Реализации ПП в приемных элементах антенной решетки масштабируются с учетом расстояния от ОДО до антенной решетки.

Заключение

Предложен способ имитационного моделирования маскирующей протяженной пассивной помехи в виде векторов отсчетов комплексной огибающей на основе фильтрации в частотной области. Предложенный способ не предполагает ограничений на вид СПМ моделируемой помехи и на степень корреляции отсчетов в «медленном времени». Результирующая СПМ имеет вид полинома, точность аппроксимации заданной СПМ определяется количеством точек БПФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. **Ширман Я.Д., Манжос В.Н.** Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
3. **Берсенев И.А.** Подавление пассивных помех в импульсно-доплеровских РЛС с квазинепрерывным сигналом // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 2. – С. 33–54.
4. Справочник по радиолокации. В 2 кн. Кн. 1 / под. ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
5. **Richards M.** Fundamentals of radar signal processing. – New York: McGraw-Hill Education, 2014. – 894 p.

6. **Хайкин С., Карри Б.У., Кеслер С.Б.** Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 9. – С. 51–62.
7. **Дуб Дж. Л.** Вероятностные процессы. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1956. – 605 с.

PASSIVE INTERFERENCE SIMULATION IN RADARS WITH DIGITAL ANTENNA ARRAYS

Vasyukov V.N., Pichikov I.A.
Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The problem of imitation modeling of passive interference is considered in the context of developing algorithms for space-time processing of broadband signals in a radar system with a digital antenna array. Spectral and correlation characteristics of passive noise are discussed in the framework of Gaussian, polynomial (fractional rational) and exponential models. Due to the broadband nature of probing signals, the formation of the antenna array directional pattern is carried out by controlling the time delays of oscillations arriving at the array elements, which is implemented in the frequency domain through complex weighting factors. Modeling of passive interference as a stationary complex random process is performed in discrete "slow" time, with each complex vector of samples being spaced from neighboring vectors by the value of the repetition period of the probing pulses. The known method for modeling passive interference based on a shaping recursive filter is unsuitable for use in the case of an interference spectrum other than rational. The method for modeling the vector of correlated samples using the Cholesky expansion of the noise covariance matrix is inapplicable when the correlation coefficient is close to one. A method is proposed for modeling masking extended passive interference of a wide class based on filtering a sequence of complex pseudo-random vectors in the frequency domain with the use of a fast Fourier transform.

Key words: passive interference, modeling, random sequence, complex envelope, fast convolution.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-7-16

REFERENCES

1. Shirman Ya.D., ed. *Radioelektronnye sistemy: osnovy postroeniya i teoriya*: spravochnik [Electronic systems: Basics of construction and theory]. 2nd ed. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2007. 512 p.
2. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. *Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh* [Theory and technique of processing radar information against the background of interference]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1981. 416 p
3. Bersenev I.A. Podavlenie passivnykh pomekh v impul'sno-doplerovskikh RLS s kvazinepreryvnym signalom [Cancellation of background return in the pulse-doppler pseudo-continuons signal radars]. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Telecommunications and Radio Engineering*, 2011, no. 2, pp. 33–54. (In Russian).
4. Skolnik M.I., ed. *Spravochnik po radiolokatsii*. V 2 kn. Kn. 1 [Radar handbook]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2014. 672 p. (In Russian).
5. Richards M. *Fundamentals of radar signal processing*. New York, McGraw-Hill Education, 2014. 894 p.
6. Haykin S., Currie B.W., Kesler S.B. Maximum-entropy spectral analysis of radar clutter. *Trudy Instituta inzhenerov po elektronike i radioelektronike = Proceedings of the IEEE*, 1982, vol. 70, no. 9, pp. 953–962. DOI: 10.1109/PROC.1982.12426. (In Russian).
7. Doob J.L. *Stochastic processes*. New York, Wiley, 1953 (Russ. ed.: Dub Dzh.L. *Veroyatnostnye protsessy*. Moscow, Inostrannaya literatura Publ., 1956. 605 p.).

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Васюков Василий Николаевич – родился в 1951 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: цифровая обработка и статистический анализ сигналов и изображений. Опубликовано более 130 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: vasyukov@corp.nstu.ru).

Vasyukov Vasily Nikolaevich (b. 1951) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, professor at the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on digital signal and image processing and statistical analysis. He is the author of over 130 scientific papers. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vasyukov@corp.nstu.ru).

Пичиков Иван Андреевич – родился в 1997 году, магистрант кафедры Теоретических основ радиотехники, НГТУ. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: i.pichikov@yandex.ru).

Pichikov Ivan Andreevich (b. 1997) – master student, Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering, NSTU. His research interests are currently focused on digital signal processing. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: i.pichikov@yandex.ru).

Статья поступила 14 августа 2021 г.
Received August 14, 2021

To Reference:

Vasyukov V.N., Pichikov I.A. Modelirovanie passivnykh pomekh v rls s tsifrovoi antennoi reshetkoi [Passive interference simulation in radars with digital antenna arrays]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 7–16. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-7-16.