

Для решения системы уравнений (9) в настоящей работе использовался метод наименьших квадратов.

На рисунке 1 приведены графики модуля и фазы (нелинейная составляющая) коэффициента передачи БИХ фильтра синтезированного по 11 значениям фаз в полосе частот 100 кГц.

Список использованных источников

1. Simulation of Communication Systems Second Edition. Modeling, Methodology, and Techniques. Michel C. Jeruchim, Philip Balaban, K. Sam Shanmugan – KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, NEW YORK, 2002.

2. Аналоговые и цифровые корректоры: Справочник.–М.: Радио и связь, 1986–184 с., ил.

УДК 621.396

## **ПОДАВЛЕНИЕ БЛОКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ ОТ СОБСТВЕННОГО ПЕРЕДАТЧИКА СОВМЕЩЕННОГО ДКМВ РАДИОЦЕНТРА В ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ РАДИОПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ С БИОРТОГОНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ**

А.Ю. Барабошин, В.Я. Николаева, А.П. Трофимов  
Филиал ФГУП НИИР — СОНИИР, г. Самара

Компактный совмещенный радиоканал, предполагающий размещение приемного и передающего оборудования на относительно небольшом удалении друг от друга, представляет собой, пожалуй, наиболее рациональный и перспективный вариант построения комплексов технических средств ДКМВ радиосвязи. Кроме сокращения занимаемых площадей, капитальных и эксплуатационных затрат и т.д. такое построение позволяет значительно упростить инфраструктуру в части взаимодействия приемной и передающей компонент, что, в частности, повышает живучесть и стойкость к различным деструктивным воздействиям. Однако совмещенному радиоканалу присущ серьезный недостаток – неизбежное при дуплексной работе возникновение мощной блокирующей помехи от собственного передатчика. Традиционный способ подавления такой помехи состоит в использовании сложного высокоизбирательного преселектора [1], который вносит большие потери, значительно увеличивая коэффициент шума приемника. Современная альтернатива – перспективные технологии векторной сигнальной обработки – корреляционная обработка, ортогонализация Грамма-Шмидта и т.д. [2, 3]. Однако все они рассчитаны на работу с оцифрованными сигналами и бесполезны в данном случае, так как блокирование возникает в первом нелинейном элементе тракта, т.е. до оцифровки.

В докладе рассматривается предложенный авторами простой и малозатратный способ подавления блокирующей помехи от собственного передатчика, основанный на аналоговой векторной обработке сигналов в

линейном тракте радиоприемной системы при минимальном использовании аппаратных средств. Обработка заключается в ортогонализации весового вектора относительно сигнального вектора помехи с воздействием только на амплитуды парциальных сигналов (компонент сигнального вектора). Схемотехнически это обеспечивается аттенюаторами; фазовращатели не требуются, однако для обеспечения возможности изменения знака требуются переключатели-переполюсовщики, скачкообразно изменяющие фазу ровно на  $180^0$  (в симметричных трактах антенн такую переполюсовку несложно реализовать). Необходимым условием возможности обработки без воздействия на фазы парциальных сигналов является их синфазность. Это обеспечивается применением поляризационно-избирательных би- или триортогональных антенных систем, вибраторных или рамочных, с пространственно совмещенными фазовыми центрами элементов. Размерность системы (число каналов, входов), таким образом, может быть равна 2 или 3.

В рамках настоящей работы на основе компьютерного моделирования (с применением, в том числе, электродинамического анализа) проведены исследования с целью получения оценок эффективности подобных радиоприемных систем. Рассматривалась двумерная (двухканальная) радиоприемная система с биортогональной антенной на основе двух взаимно перпендикулярных вертикальных рамочных антенн. В тракте каждой рамки каскадно включены: переключатель-переполюсовщик, симметрирующий трансформатор, управляемый аттенюатор; тракты рамок объединяются согласованным развязанным синфазным сумматором. Такая схема представляет собой аналоговый скалярный множитель сигнального вектора на весовой вектор. Шаг перестройки аттенюаторов – 0,5 дБ, что вполне соответствует современному уровню данной техники (конечный шаг приводит к ошибке квантования, которая, таким образом, учтена при исследованиях).

Из условий ортогональности весового и помехового векторов и нормировки получены формулы для коэффициентов передачи аттенюаторов (компонент весового вектора):

$$S_{21}^{(1)} = -u_2/u_1/\max(1, |u_2/u_1|), S_{21}^{(2)} = 1/\max(1, |u_2/u_1|), \quad (1)$$

где  $u_1, u_2$  – комплексные амплитуды парциальных сигналов.

Целевой эффект оценивался как выигрыш в отношении «сигнал/помеха» (источник сигнала – корреспондент – также вводился в модель)  $A$ , дБ по отношению к прототипу, в качестве которого рассматривалась та же система рамок, но с квадратурным сложением.

Далее приводятся некоторые результаты исследований.

На рисунке 1 (а) приведены графики зависимостей  $A$  от угла места помехи  $\Delta$  ( $\varepsilon$  – коэффициент эллиптичности). Орты нормалей к плоскостям рамок ориентированы в азимутах  $0^0$  и  $90^0$ ; азимут помехи  $22^0$ ; азимут корреспондента  $112^0$  при угле места  $0^0$ . На рисунке 1 (б) приведены для той

же системы графики зависимостей  $A$  от угла наклона главной оси поляризационного эллипса относительно полярного орта. На рисунке 1 (в) приведены графики зависимостей  $A$  от азимута корреспондента при линейной поляризации волны помехи и угле места ее прихода  $0^0$ .

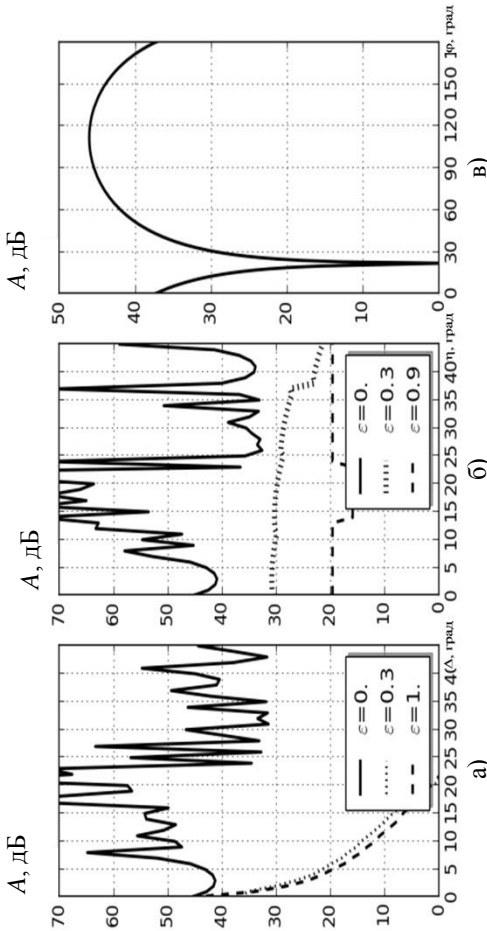


Рисунок 1 – Зависимости выигрыша по отношению «сигнал/помеха»  $A$ , дБ: а) от угла места помехи; б) от угла наклона большой оси поляризационного эллипса  $\epsilon$ , в) от азимута корреспондента  $\phi$

Из представленных данных видно, что при линейной поляризации ( $\epsilon = 0$ ) имеет место весьма эффективное (на 30...40 дБ и более) подавление помехи при любых ее углах места и почти во всем диапазоне значений азимута корреспондента. Однако этого нельзя сказать об эллиптической поляризации, при которой положительный эффект наблюдается только при малых углах места помехи. Это означает, что рассматриваемый способ подавления (без воздействия

на фазы) весьма эффективен при подавлении блокирующей помехи от собственного передатчика, но малопригоден для борьбы с сосредоточенными помехами, приходящими по ионосферным трассам. Имеется также некоторое ограничение по азимуту корреспондента. Это объясняется тем, что при малом угловом расстоянии между источником помехи и корреспондентом вместе с помехой начинает подавляться и полезный сигнал.

Список использованных источников

1. Головин О.В., Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона. -М.: Радио и связь, 1985. 288 с.
2. Венскауская К.К., Компенсация помех в судовых радиотехнических системах. -Л: Судостроение, 1989. - 264 с.
3. Alan, J. F. (2008) "Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications", Massachusetts Institute of Technology Lincoln Laboratory.

УДК 621.371.3

## АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЫСОТНЫХ ОТМЕТОК НА РЕЗУЛЬТАТ НАТУРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Д.А. Голубенко, Р.И. Пимкин  
Филиал ФГУП НИИР — СНИИР, г. Самара

При проведении натуральных измерений в практике электромагнитной экспертизы, часто возникают ситуации, когда ввиду ряда особенностей местности, сложно оценить высотные отметки без специального оборудования. Рассмотрим случай, когда взаимное расположение опоры излучающего технического средства и оператора отличается от идеального случая из-за уклона на  $\delta^\circ$ . Из рисунка 1 видно, что опора установлена на возвышенности, и относительно неё оператор проводит измерения гораздо ниже и дальше, чем при случае, когда рельеф не имеет уклона. Расстояние  $R'$ , на котором проводит измерения оператор, превышает расстояние  $\Delta R$ . Учитывая вышесказанное, очевидна необходимость учета особенностей рельефа, в противном случае возникает вероятность некорректных результатов эксперимента, и, как следствие, несоответствие расчетных данных и экспериментальных. Погрешность определения высотных отметок найдем следующим образом:

$$r^2 = R^2 \cos^2 \delta + \Delta h^2;$$

$$r'^2 = R'^2 + (\Delta h + d)^2 = R'^2 + (\Delta h + R' \sin \delta)^2;$$

$$\varepsilon = \frac{r' - r}{r} = \frac{r'}{r} - 1 = \sqrt{\frac{R'^2 + (\Delta h + R' \sin \delta)^2}{R^2 \cos^2 \delta + \Delta h^2}} - 1,$$

где  $\varepsilon$  – относительная ошибка определения расстояния до приемной антенны, связанная с перепадом высот.