

Рассчитаем ширину эллипсоида в точке отражения. Так как в сечении эллипсоида будет эллипс, то его максимальный радиус будет в центре сечения и будет совпадать с осью эллипсоида. Используя формулы для нахождения радиуса зоны Френеля, посчитаем данное значение:  $h_2 = k \cdot \sin \alpha$ , где  $k$  – расстояние на оси эллипсоида от правого края до центра сечения.

Для нахождения радиуса эллипсоида в точке сечения, используем формулу:  $r_n = \sqrt{12 \cdot \frac{\lambda \cdot k \cdot (2a - k)}{2a}}$

Исходя из полученных значений, найдем площадь поверхности отражения по формуле  $S = \pi \cdot r_n \cdot l \cdot \frac{1}{2}$  и, меняя расстояние в заданных пределах, построим график (рисунок 2).

Список использованных источников

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн – М.: Связь, 1972. – 336 с.: ил.
2. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний.- М.: Связь, 1971. – 440 с.

УДК 621.371

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ ДИСПЕРСИИ В РАДИОКАНАЛЕ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ**

А.П. Трофимов, Ю.В. Самойлов, О.А. Минаева  
Филиал ФГУП НИИР — СОНИИР, г. Самара

Передача сигналов по радиоканалам всегда сопровождается искажениями исходных сигналов. Отличия обусловлены линейными и нелинейными преобразованиями, а также фазовыми искажениями. Для моделирования линейных и нелинейных преобразований используются модели канала Ваттерсона, Джейкса и т.д [1]. Однако эти модели радиоканала не позволяют моделировать дисперсию, следовательно, в ряде случаев применение данных моделей при моделировании радиоканалов не является корректным. Типичным примером радиоканала с дисперсией является распространение радиоволн через ионосферу в диапазоне ДКМВ. Нелинейность фазы коэффициента передачи при этом обусловлена тем, что различные спектральные составляющие проходят различные пути (отражение от ионосферы происходит на различных высотах).

В данной работе рассмотрен процесс моделирования дисперсии в радиоканале. Фазу коэффициента передачи радиоканала можно

представить в виде суммы линейно зависимой от частоты фазы  $\omega t$  и нелинейно зависимой от частоты фазы  $\psi(\omega)$ .

$$\varphi(\omega) = \psi(\omega) - \omega t.$$

При моделировании радиоканала существенной является только нелинейно зависящая от частоты фаза. Для реализации нелинейной фазы коэффициента передачи при моделировании прохождения сигнала через радиоканал был применен всепропускающий БИХ фильтр с комплексными коэффициентами.

Далее кратко рассматривается синтез всепропускающего БИХ фильтра с комплексными коэффициентами. Передаточная функция БИХ фильтра с комплексными коэффициентами имеет следующий вид [2]:

$$H(Z^{-1}) = \frac{\sum_{k=0}^n b_k^* Z^{-n+k}}{\sum_{k=0}^n b_k Z^{-k}}. \quad (1)$$

где \* - означает комплексное сопряжение.

Перепишем передаточную функцию заменив  $Z = e^{j\omega}$  и  $b_k = a_k + jc_k$ :

$$H(\omega) = \frac{\sum_{k=0}^n (a_k - jc_k) e^{-j\omega(n-k)}}{\sum_{k=0}^n (a_k + jc_k) e^{-j\omega k}}. \quad (2)$$

Применив ряд алгебраических преобразований, получим следующее уравнение:

$$\sum_{k=0}^n (a_k (e^{-j\omega(n-k)} - e^{-j\omega k} H(\omega)) - jc_k (e^{-j\omega(n-k)} + e^{-j\omega k} H(\omega))) = 0. \quad (3)$$

Для упрощения уравнения (3) выполним замену:

$$s(\omega, k) = e^{-j\omega(n-k)} - e^{-j\omega k} H(\omega), \quad q(\omega, k) = e^{-j\omega(n-k)} + e^{-j\omega k} H(\omega) \quad (4)$$

Таким образом, уравнение (3) будет иметь вид:

$$\sum_{k=0}^n (a_k s(\omega, k) - jc_k q(\omega, k)) = 0. \quad (5)$$

Поскольку функции  $s(\omega, k)$  и  $q(\omega, k)$  комплексные, представим их в следующем виде:

$$s(\omega, k) = \text{Re}(s(\omega, k)) + j \text{Im}(s(\omega, k)), \quad q(\omega, k) = \text{Re}(q(\omega, k)) + j \text{Im}(q(\omega, k)). \quad (6)$$

В результате получим подстановки выражений (6) в (5) получим:

$$\sum_{k=0}^n (a_k \operatorname{Re}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Im}(q(\omega, k))) + j \sum_{k=0}^n (a_k \operatorname{Im}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Re}(q(\omega, k))) = 0.$$

Разделив общую сумму отдельно для действительных и мнимых членов, получим:

$$\sum_{k=0}^n (a_k \operatorname{Re}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Im}(q(\omega, k))) + j \sum_{k=0}^n (a_k \operatorname{Im}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Re}(q(\omega, k))) = 0. \quad (7)$$

Как видно из уравнения (7), сумма всех членов равна нулю, следовательно, уравнение (7) можно разделить на два отдельных уравнения для действительных и для мнимых членов:

$$\sum_{k=0}^n (a_k \operatorname{Re}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Im}(q(\omega, k))) = 0 \quad (8)$$

$$\sum_{k=0}^n (a_k \operatorname{Im}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Re}(q(\omega, k))) = 0$$

Поскольку для всепропускающего БИХ фильтра  $b_0 = 1$ , а следовательно  $a_0 = 1$  и  $c_0 = 0$ , с учетом этого перепишем система уравнений (8) примет следующий вид:

$$\sum_{k=1}^n (a_k \operatorname{Re}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Im}(q(\omega, k))) = -\operatorname{Re}(s(\omega, 0)) \quad (9)$$

$$\sum_{k=1}^n (a_k \operatorname{Im}(s(\omega, k)) - c_k \operatorname{Re}(q(\omega, k))) = -\operatorname{Im}(s(\omega, 0))$$

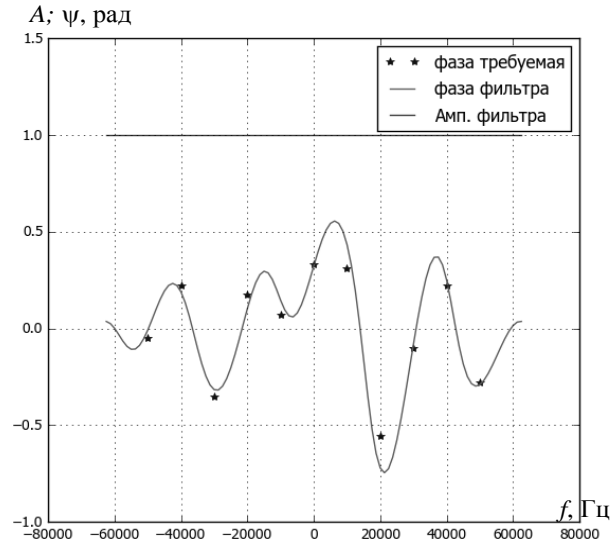


Рисунок 1 – Частотная зависимость коэффициента передачи БИХ фильтра

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