

СРАВНЕНИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ОШИБОК ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УГЛОВОГО НАПРАВЛЕНИЯ ЦЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХКАНАЛЬНОГО АВТОКОМПЕНСАТОРА И АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

ОАО «АЛЕВКУРП», г. Минск, Республика Беларусь

Маг.
Булаш М.М.

Руководитель:
к.т.н., доц. Семашко П.Г.

В работе методом моделирования исследованы флуктуационные ошибки измерения углового направления цели при воздействии помехи по боковым лепесткам диаграммы направленности. Для двух способов подавления помехи: с использованием корреляционного двухканального пространственного автокомпенсатора и с использованием приёмной линейной адаптивной фазированной антенной решётки (АФАР).

В современных системах пеленгации наиболее распространён метод амплитудного мгновенного сравнения, реализованный с использованием суммарно-разностной обработки сигнала [1, с. 553-556].

При использовании апертурной антенны компенсация помехи, как правило, осуществляется многоканальным корреляционным автокомпенсатором [2, с. 35-38]. В случае же применения адаптивной антенной решётки в формировании требуемой диаграммы направленности (с нулями в направлении помехи и главным лепестком в направлении предполагаемого полезного сигнала) участвуют все элементы антенной решётки. Весовые коэффициенты, как правило определяются с помощью градиентного алгоритма или прямыми методами, основанными на обращении корреляционной матрицы помех и шума.

Для исследований была построена имитационная модель в среде Matlab. При этом за основу была взята линейная антенная решётка с 32 элементами. Структурная схема работы АФАР для получения ошибки углового направления цели представлена на рис.1, а структура работы двухканального автокомпенсатора на основе той же ФАР представлена на рис. 2.

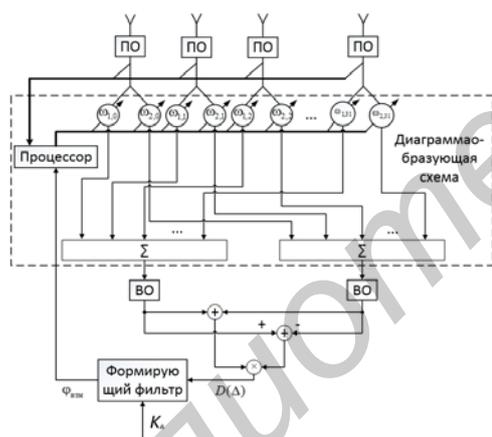


Рис. 1 – Структурная схема углового измерителя на основе АФАР

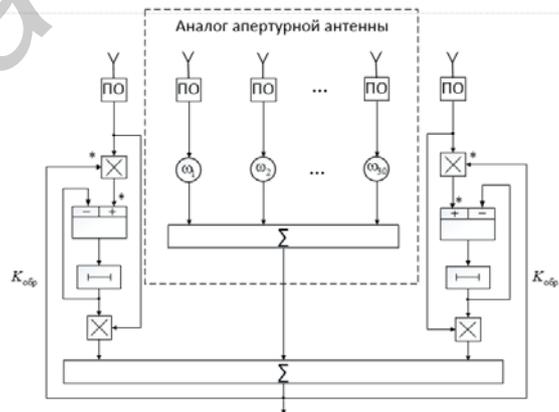


Рис. 2 – Структурная схема двухканального корреляционного автокомпенсатора на основе ФАР

На рисунках ω – весовые коэффициенты; ПО – блок предварительной обработки сигнала (предварительная частотная фильтрация и усиление, перенос по частоте, преобразование сигнала в цифровой вид); ВО – блок временной обработки сигнала (может включать внутрипериодную и междупериодную обработку); $D(\Delta)$ – отсчёт сигнала ошибки, который зависит от ошибки измерения угла (Δ); K_d – крутизна дискриминационной характеристики, $K_{об}$ – коэффициент обратной связи. Формирующий фильтр осуществляет преобразование сигнала ошибки в абсолютное значение ошибки угла, процессор осуществляет вычисление и настройку весовых коэффициентов в соответствии с принятым значением углового рассогласования измеряемого и истинного значения углового направления.

На процессор также поступают отсчёты сигналов с каждого канала после предварительной обработки, эти отсчёты используются процессором для вычисления обратной корреляционной матрицы помех и шума $\hat{R}_{пш}^{-1}$. Вычисление вектора весовых коэффициентов с учётом процесса адаптации осуществляется согласно выражению [3]:

$$\omega = \hat{R}_{пш}^{-1} \cdot \mathbf{V}, \quad (1)$$

где \mathbf{V} – вектор-столбец фазовых сдвигов, задающий направление главного лепестка диаграммы направленности.

В случае равномерного амплитудного и линейного фазового распределений значения элементов вектора \mathbf{V} определяются в соответствии с выражением:

$$V_l = \exp[i \cdot k \cdot d \cdot l \cdot \sin(\varphi_0)], \quad (2)$$

где i – мнимая единица, k – волновое число, d – расстояние между соседними элементами ФАР, l – номер элемента, φ_0 – угловое направление главного лепестка диаграммы направленности.

В случае использования двухканального автокомпенсатора весовые коэффициенты основного канала определяются по выражению (2), т.е. $w_l = V_l$ ($l=0..31$).

В исследованиях были приняты следующие параметры: частота полезного сигнала – $f_0 = 10$ ГГц; ширина ДН антенны – $\Delta\varphi = 2$ град; количество элементов антенной решётки $N=32$; направление цели – 0 град; $P_{\text{пом}}/P_s = 20$ дБ ($P_{\text{пом}}$ – мощность помехи, P_s – мощность сигнала), $P_s/P_n = 20$ дБ (P_n – мощность шума приёмного канала), количество помех – $M=1$, длина обучающего пакета $K=500$ отсчётов. Для определения статистических данных в каждом опыте выполнялось 100 реализаций. В качестве шума приёмника взят белый гауссовский шум.

На рисунках 3, 4 соответственно представлены зависимости среднеквадратической ошибки и среднего значения ошибки определения угла от направления прихода помехи. На рисунке 5 представлено среднеквадратическое отклонение ошибки в зависимости от направления прихода помехи.

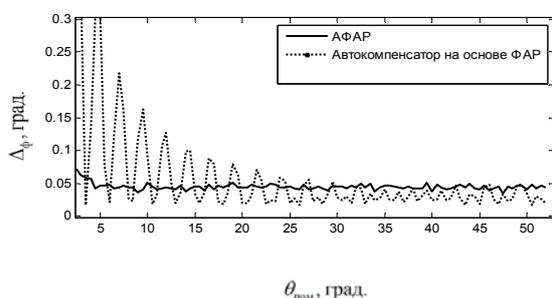


Рис. 3 – Зависимость среднеквадратической ошибки измерения угла прихода сигнала от направления помехи

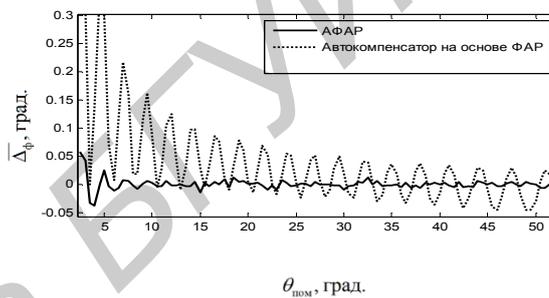


Рис. 4 – Зависимость среднего значения ошибки измерения угла прихода сигнала от направления помехи

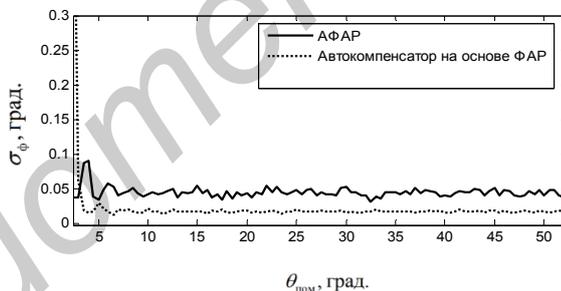


Рис. 5 – Зависимость среднеквадратического отклонения ошибки измерения угла прихода сигнала от направления помехи

По полученным результатам видно, что при использовании корреляционного двухканального автокомпенсатора флуктуационная ошибка имеет отличное от нуля среднее значение, которое характеризует систематическую составляющую. Её можно исключить, если знать направление прихода помехи. СКО флуктуационной ошибки при использовании корреляционного автокомпенсатора оказывается даже ниже, чем при использовании АФАР (рис. 5). Однако чаще всего направление помехи является неизвестным параметром и в таких условиях АФАР оказывается эффективнее, особенно в случае прихода «близких» по углу помех.

Список использованных источников:

1. Охрименко, А.Е. Теоретические основы радиолокации / А.Е. Охрименко, О.А. Олейников. – МВИЗРУ, 1976. – 607с.
2. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосев [и др.]; под общ. ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208с.
3. Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003. – 200с.