

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММОБРАЗОВАНИЕМ В MATLAB

ЗИН АУНГ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: zinaung.3574@gmail.com

Аннотация. Разработана структура и основные соотношения для математической модели радиолокационной станции с цифровым диаграммообразованием (ЦДО) на базе антенной решетки, состоящей из отдельных подрешеток с использованием многоканальной обработки при компенсации помех и измерении угловых координат радиолокационных целей. Приведены отдельные результаты моделирования.

Abstract. The structure and basic relationships for the mathematical model of a radar station with digital beamforming (DBF) based on an antenna array consisting of individual subarrays using multichannel processing for interference compensation and measurement of radar target angular coordinates are developed. Individual modeling results are presented.

Введение

Одним из перспективных направлений развития радиолокационных станций (РЛС) обнаружения воздушных объектов является использование цифрового диаграммообразования (ЦДО). Антенная решетка РЛС с ЦДО состоит из идентичных субрешеток, выходные сигналы которых переводятся в цифровую форму и обрабатываются в процессоре цифрового диаграммообразования с формированием сигналов необходимых приемных каналов, например, суммарного для обнаружения целей и разностных для измерения угловых координат. Кроме того, решается задача адаптивной компенсации помех, возникающих, например, помех при нарушении условий электромагнитной совместимости, и воздействующих по боковым лепесткам диаграммы направленности (ДН) антенной решетки [1-4].

В известной литературе процессы цифрового диаграммообразования с адаптивной компенсацией помех в пространственной области и процессы обработки сигналов во временной области (внутрипериодная и междупериодная обработка, обнаружение целей и измерение дальности и угловых координат) в большинстве случаев рассматриваются отдельно [2,3]. В то же время эти процессы являются сильно взаимосвязанными: эффективность обработки во временной области определяется качеством компенсации помех в пространственной области, но эффективная компенсация помех в пространственной области в ряде случаев возможна только при предварительной обработке сигналов в каждом приемном канале или определения параметров пространственной обработки на основе анализа принимаемых сигналов. Это требует разработки достаточно полной модели системы обработки сигналов в радиолокационной станции с цифровым диаграммообразованием.

Цель статьи – обоснование структуры и основных соотношений математической модели подсистемы цифровой обработки сигналов для РЛС с цифровым диаграммообразованием.

Структура моноимпульсной РЛС с цифровым диаграммообразованием

Обобщенная структурная схема рассматриваемой РЛС приведена на рисунке 1. Антенная решетка РЛС состоит из $n=1, N_{sub}$ идентичных субрешеток. Каждая субрешетка состоит из рядов из N_y^{sub} антенных элементов по оси Oz (в азимутальной плоскости) и столбцов из N_z^{sub} элементов. Антенные элементы в субрешетке расположены на расстоянии d рядах и столбцах.

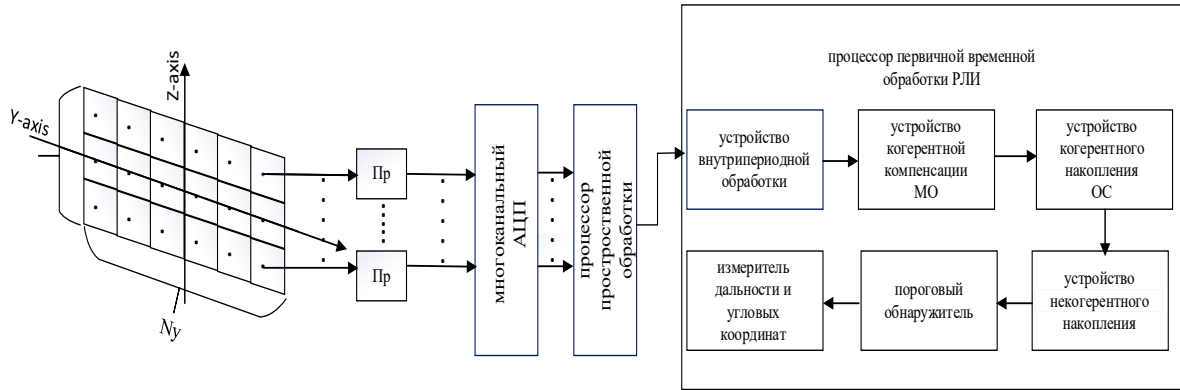


Рис. 1. Структурная схема РЛС обнаружения и измерения координат с цифровым диаграммообразованием

Фазовые центры субрешеток находятся в точках с координатами y_n^{sub}, z_n^{sub} . Подрешетки состоят из приемо-передающих модулей с фазовращателями и аттенуаторами, что позволяет управлять направлением максимума главного лепестка ДН.

Диаграммы направленности субрешеток определяются выражением:

$$\dot{F}_n(\alpha, \beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}) = \frac{\sin\left(\frac{N_y^{sub} d \pi}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_{ph})\right) \sin\left(\frac{N_z^{sub} d \pi}{\lambda} (\sin \beta - \sin \beta_{ph})\right)}{N_y^{sub} \sin\left(\frac{d \pi}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_{ph})\right) N_z^{sub} \sin\left(\frac{d \pi}{\lambda} (\sin \beta - \sin \beta_{ph})\right)} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (y_n^{sub} \cos \alpha \cos \beta + z_n^{sub} \sin \beta)}$$

где α_{ph}, β_{ph} - азимут и угол места максимума главных лепестков ДН субрешеток (направление наблюдения).

Ширина главного лепестка (ширина луча) диаграммы направленности на уровне половинной мощности по азимуту и углу места вычислялась как

$$\Delta\alpha = \frac{51\lambda}{N_y^{sub} y_n^{sub} d}; \Delta\beta = \frac{51\lambda}{N_z^{sub} z_n^{sub} d}.$$

Выходные сигналы субрешеток переводятся в цифровую форму с использованием многоканального синхронного квадратурного АЦП, имеющего N_{adc} разрядов (без знакового).

Вся последующая обработка проводится в цифровом виде и включает:

многоканальное цифровое диаграммообразование в виртуальном (математическом) сканировании угловой области по азимуту и углу места в пределах главного лепестка диаграммы направленности всей антенной решетки с дискретностью $\delta\alpha, \delta\beta$, то есть формирование $m=1, N_{ук}$

угловых приемных каналов, $N_{ук} = \left\lceil \frac{\Delta\alpha}{\delta\alpha} \right\rceil \cdot \left\lceil \frac{\Delta\beta}{\delta\beta} \right\rceil$; дополнительно могут быть реализованы приемные

каналы с различными параметрами пространственной обработки, например, параметром регуляризации выборочной корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов;

внутрипериодную (ВПО) и междупериодную (МПО) обработку принятых в каждом угловом канале сигналов с формированием выходных сигналов $Z_n(t_m)$; междупериодная обработка может включать когерентную компенсацию мешающих отражений (КК МО), когерентное накопление отраженного сигнала (КН ОС) и некогерентное накопление (НН) принятого сигнала;

обнаружение отраженных сигналов и измерение их параметров.

Структура и основные соотношения математической модели приемного тракта РЛС с ЦДО

Структура математической модели приемного тракта РЛС с цифровым диаграммообразованием приведена на рисунке 2.

Блоки модели обеспечивают:

формирование многоканальной принимаемой реализации, включающей внутренние шумы приемных каналов, отраженный сигнал и мешающие отражения;

воспроизведение процессов адаптивной пространственной обработки - вычисление вектора весовых коэффициентов приемных каналов при формировании адаптированного приемного канала в заданном направлении наблюдения (виртуальном сканировании по углу) и формирование отсчетов сигналов адаптированного приемного канала;

многоканальную первичную обработку принимаемого сигнала адаптированного приемного канала - ВПО, КК МО, КН ОС и НН для сформированных угловых каналов;

обнаружение отраженных сигналов и измерение угловых координат цели.

Изменяемыми параметрами модели РЛС с ЦДО являются:

число и размеры подрешеток;

параметры зондирующих сигналов РЛС и параметры помех;

параметры пространственной обработки (число отсчетов при формировании оценки КМ, параметр регуляризации, число угловых каналов, вид выборки – классифицированная без полезного сигнала и мешающих отражений или неклассифицированная и т.д.);

параметры временной обработки.

Варьируя указанные параметры, можно определить их рациональные значения при заданных требованиях к эффективности функционирования РЛС.

Выходными параметрами модели является вероятность обнаружения радиолокационной цели в заданных условиях наблюдения, - средние квадратические ошибки измерения дальности и угловых координат и другие параметры, характеризующие эффективность функционирования РЛС с ЦДО.

Модель реализована в MatLab.

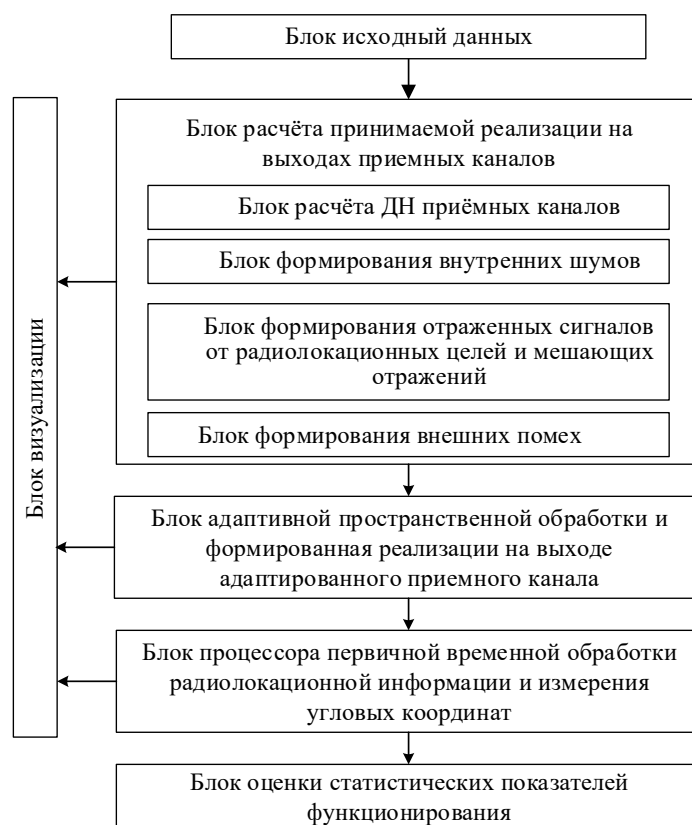


Рис. 2. Структура математической модели приемного тракта РЛС с цифровым диаграммообразованием

Формирование вектора весовых коэффициентов (ВВК) в m -м угловом канале проводится в соответствии с выражением [3]

$$\mathbf{w}_m = (\hat{\Phi} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s}_m, \quad (1)$$

где $\hat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы на выходе приемных каналов; μ - параметр регуляризации КМ; \mathbf{I} - единичная матрица соответствующей размерности; \mathbf{s}_m - направляющий вектор для m -м угловом канале.

Формирование оценки КМ проводится в скользящем окне по K отсчетам выходных сигналов приемных каналов в $\ell = \overline{1, L}$ периодах повторения $\mathbf{y}_\ell(t_k) = \left(\dot{Y}_1^{(\ell)}(t_k), \dot{Y}_2^{(\ell)}(t_k), \dots, \dot{Y}_{N_{sub}}^{(\ell)}(t_k) \right)^T$ согласно выражению [2,3]

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L \mathbf{y}_\ell(t_{K_0+k}) \mathbf{y}_\ell^H(t_{K_0+k}) \quad (2)$$

где K_0 - номер начального отсчета в скользящем окне.

Направляющий вектор при виртуальном сканировании в заданной угловой области для m -го углового канала

$$\mathbf{s}_m = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\text{гл}} + \partial\alpha_m, \beta_{\text{гл}} + \partial\beta_m) \\ \vdots \\ \dot{F}_{N_{sub}}(\alpha_{\text{гл}} + \partial\alpha_m, \beta_{\text{гл}} + \partial\beta_m) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $\partial\alpha_m, \partial\beta_m$ - отклонение максимума m -го углового канала от центра в $(\alpha_{\text{гл}}, \beta_{\text{гл}})$ угловой области наблюдения; $\dot{F}_i(\alpha, \beta)$ - ДН i -ой субрешетки.

Выходные сигналы после пространственной обработки для m -го углового канала формируются как [1,4]

$$\mathbf{u}_{m,\ell}(t_k) = \frac{\mathbf{w}_m^H \cdot \mathbf{y}_\ell(t_k)}{\hat{P}_m}, \quad (4)$$

где

$$\hat{P}_m = \mathbf{w}_m^H \hat{\Phi} \mathbf{w}_m \text{ или } \hat{P}_m = P_{noise} \mathbf{w}_m^H \mathbf{w}_m \quad (6)$$

- оценка мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов на выходе канала обработки; P_{noise} - априорно известная мощность шума приемных каналов.

Выходной сигнал m -го углового канала после обработке (ВПО, КК МО, КН ОС и НН) определяется выражением

$$Z_m(t_k) = F_{\text{рлс}}(\mathbf{u}_{n,\ell}), \quad (7)$$

где $F_{\text{рлс}}(\bullet)$ - оператор первичной обработки сигналов – вычисления квадрата модуля корреляционного интеграла по результатам ВПО и МПО.

По выходным сигналам каналов обработки решается задача обнаружения

$$\max_m Z_m(t_k) > Z_*, \quad k=1, K_{\text{max}}, \quad (8)$$

где Z_* - порог, определения номера канала и номера отсчета с максимальным значением выходного сигнала системы обработки

$$\hat{m}, \hat{k} = \arg \max_{m,k} Z_m(t_k), \quad (9)$$

то есть грубого оценивания дальности $\hat{r} = \frac{c}{2} t_{\hat{k}}$ и угловых координат

$$\hat{\alpha} = \alpha_{\text{гл}} + \partial\alpha_{\hat{m}}; \quad \hat{m} = \beta_{\text{гл}} + \partial\beta_{\hat{m}} \quad (10)$$

цели.

Уточнение дальности и угловых координат проводится на основе аппроксимации выходного сигнала вблизи максимума.

Отдельные результаты исследований процессов функционирования

Для тестирования разработанной математической модели воспроизводилась следующая ситуация: несущая частоте 10 ГГц; расстояние между антенными элементами в субрешетках 1,5 см; число элементов в субрешетках по осям Oy и Oz – 10 и 8; число субрешеток по осям Oy и Oz – 6 и 3; азимуту и угол места источника помех – 10 и 12 градусов; мощность источника помех, нормированная к мощности внутренних шумов на выходе изотропной приемной антенны – 80 дБ; мощность источника

полезного сигнала, нормированная к мощности внутренних шумов приемного канала на выходе изотропной приемной антенны 20 дБ.

Источник полезного сигнала располагался в каждой реализации случайным образом в пределах главного лепестка антенной решетки при общем числе отсчетов 1024.

Корреляционная матрица процессов на выходе приемных каналов формировалась на участке, где полезный сигнал отсутствовал.

Результаты моделирования приведены на рисунках 2 и 3.

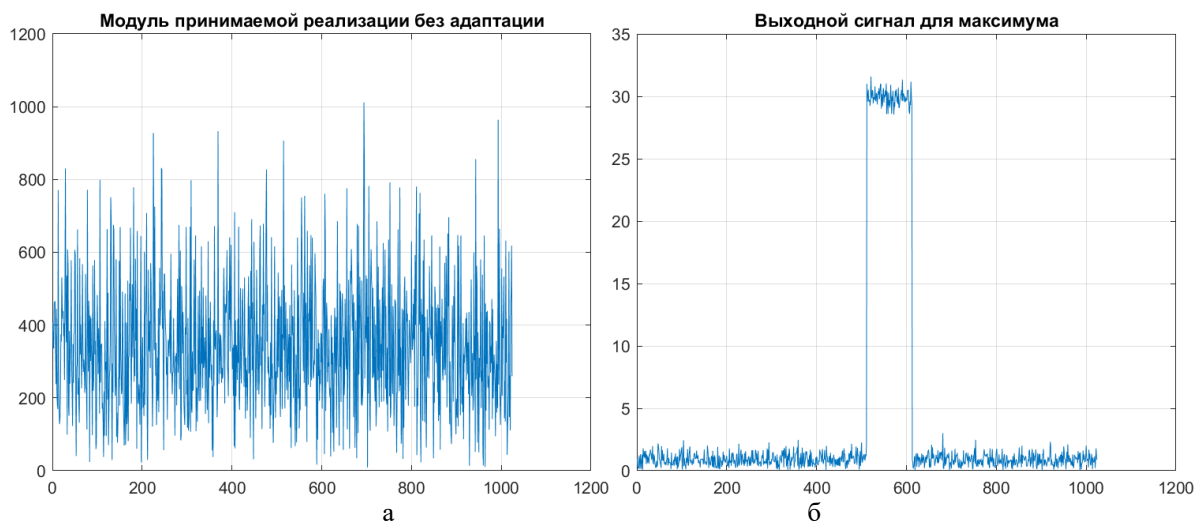


Рис. 3. Сигналы на выходе приемного при фокусировке на сигнал без адаптации (а) и при адаптации (б)

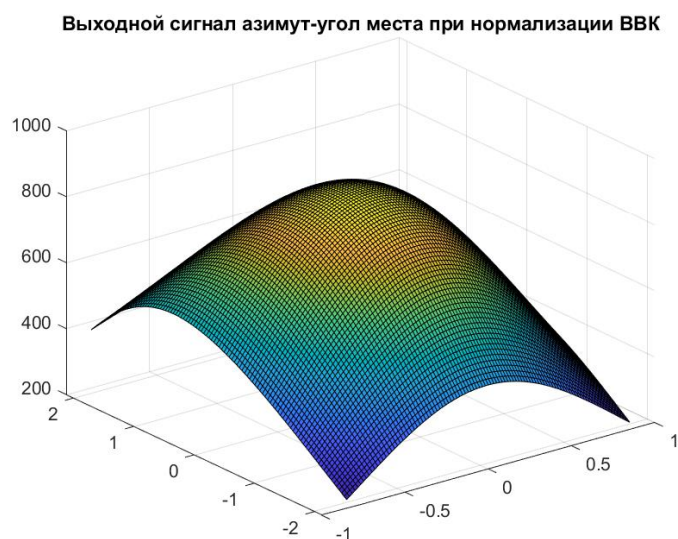


Рис. 4. Выходной сигнал угловых приемных каналов по азимуту и углу места для одного из отсчетов с полезным сигналом

Как следует из результатов моделирования, без адаптивной обработки обнаружение сигнала невозможно. При адаптивной обработке помехи компенсированы и сигнал хорошо наблюдается. Угловые координаты отраженного сигнала по максимуму отклика в угловых приемных каналах определяются правильно. Среднеквадратическая ошибка определения угловых координат соответствуют отношению сигнал/шум после адаптации.

Список использованных источников

1. Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2008. – 610p.
2. Wulf D.Wirth. Radar Techniques using array antennas.2013. – 56 p.
3. Монзинго, Р. А. Адаптивные Антенные Решетки, введение в теорию / Р. А. Монзинго,Т. У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Alan J. Fenn. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications.2008. – 114 p.