

Плескачёв В.В., Вендик И.Б.
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Оценка характеристик обнаружения малоразмерных целей приёмными антеннами цифровых ФАР

Рассмотрены общие архитектурные принципы программно-аппаратной реализации приёмных антенн цифровых ФАР. Приведена оценка точности обнаружения малоразмерных целей цифровыми ФАР по дальности и азимуту для импульсно-доплеровского радара. Также приведены оценки предельной дальности обнаружения цели при заданной точности определения её координат.

Ключевые слова: антенна, фазированная антенная решётка, траектория, малоразмерная цель.

Использование ФАР в настоящее время является хорошо освоенным методом определения положения движущихся и неподвижных целей в воздушном пространстве, а также на поверхности земли и водной поверхности. Тем не менее, аппаратное построение ФАР и методов обработки сигнала постоянно эволюционируют. Наиболее перспективной является ФАР с цифровыми приёмопередающими модулями [1]. Данный тип ФАР позволяет непосредственно работать с оцифрованным сигналом каждого из модулей полотна антенны, что даёт возможность использования интерферометрического метода измерения азимута и угла места цели [2], рассматриваемых в данной статье. Исследуемый радар является бистатическим и состоит из излучающей антенны с широкой диаграммой направленности, что необходимо для охвата широкой области пространства и цифровой приёмной антенной решётки, способной формировать требуемую диаграмму направленности на приём путем математической обработки принимаемых сигналов, получаемых на выходе каждого приёмного модуля после оцифровки, как показано на рис. 1.

Для реализации интерферометрического метода множество приёмников полотна приёмной ФАР делится на две подрешётки, сдвинутые друг относительно друга на постоянную решётки d (расстояние между соседними одиночными приёмными модулями полотна) (рис. 2). Пространственное положение диаграмм на приём, формируемых каждой из подрешёток, практически идентично (за исключением сдвига на постоянные решётки).

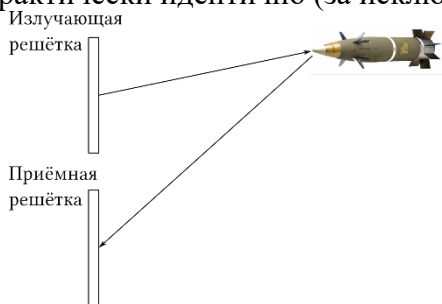


Рис. 1. Бистатический радар.

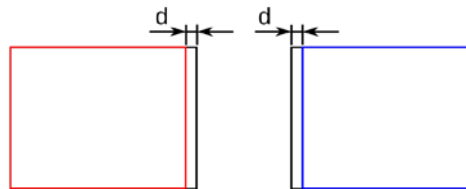


Рис. 2. Разделение полотна ФАР на подрешётки для расчёта азимута на цель.

Под малоразмерной целью мы будем подразумевать пули, снаряды, а также другие объекты, например, квадрокоптеры или беспилотные летательные аппараты (БПЛА), сопоставимые с квадрокоптерами по размерам. Обнаружение таких целей с использованием ФАР теоретически возможно, однако оценка параметров обнаружения целей (т.е., прежде всего, погрешности определения их координат) требует априорной информации об ЭПР целей.

Теоретический расчёт ЭПР указанных целей в X и Ku диапазонах частот методом конечных элементов выполнен Парнесом М.Д. [3]. В таблице 1 приведены результаты расчёта усреднённой ЭПР для различных объектов [3].

Таблица 1. ЭПР различных снарядов.

Объект	Размеры объекта (длина×диаметр), мм	ЭПР в X-диап., м ²		ЭПР в Ku-диап., м ²	
		гориз. поляриз.	верт. поляриз.	гориз. поляриз.	верт. поляриз.
Пуля АКМ	32×7,6 0	0,0003	0,0001	0,0002	0,0001
Пуля Б-32	66×15	0,0008	0,0004	0,0006	0,0004
БОПС IMI	450×22	0,0130	0,0770	0,0600	0,0200
Заряд РПГ	88×40	0,0200	0,0200	0,0300	0,0300
Phantom 3		0,0600	0,0600	0,0900	0,0900
RQ-11 Raven		0,0800	0,0700	0,1300	0,1300

Рассмотрим работу импульсно-доплеровского радара по малоразмерной цели. Импульсно-доплеровский радар формирует короткий импульсный сигнал и принимает его “эхо”, отражённое от цели. Принцип обработки сигнала, принимаемого импульсно-доплеровским радаром сигнала, изображён на рис. 3. Квадратами на рис. 3 изображены отдельные отсчёты отражённого от цели сигнала, взятые после оцифровки на выходе квадратурного смесителя. По оси ординат с индексами от 0 до $L-1$ отложены отсчёты принимаемого сигнала, причём нулевой индекс сигнала соответствует моменту отправки импульса антенной (и, соответственно, приёма первого отражённого импульса, соответствующего нулевой дальности до отражающего объекта). Индексом $L-1$ обозначен момент приёма отражённого сигнала от наиболее удалённого объекта (т.е. получаем $L-1$ отсчётов по дальности).

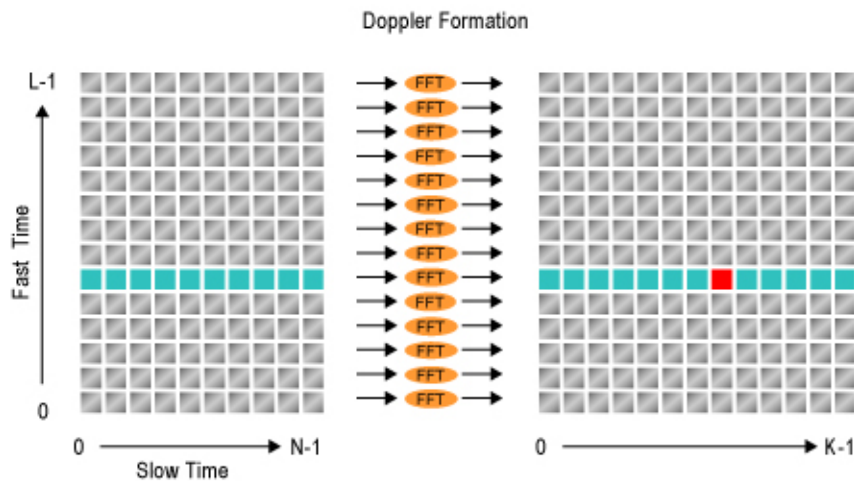


Рис. 3. Принцип обработки сигнала импульсно-доплеровским радаром.

Интервал времени между принимаемыми импульсами обратно пропорционален частоте дискретизации F_s , с которой эти импульсы оцифровываются. Поскольку самый последний импульс соответствует дальности S_{\max} до максимально удалённого объекта, который необходимо обнаруживать радаром, можно записать следующее соотношение, связывающее максимальную дальность и частоту дискретизации:

$$F_s = cL/2S_{\max}, \quad (1)$$

где c - скорость света в свободном пространстве. Отметим также, что длительность излучаемого импульса принята равной периоду оцифровки сигнала, т.к. практической необходимости делать его длиннее или короче нет. После приёма одиночной пачки импульсов длиной L сразу, без перерыва, отправляется следующий короткий зондирующий импульс, и весь цикл повторяется. В памяти вычислителя накапливаются столбцы отсчётов длиной L , количество накапливаемых столбцов ограничено величиной N , как показано в левой части рис. 3. После того как это накопление произошло, мы, как показано в правой части рис. 3, где выделенная строка отмечена квадратами бирюзового цвета, для каждой из L строк производим быстрое преобразование Фурье (БПФ, FFT).

Таким образом, для каждой строки, соответствующей определённому диапазону дальностей (range bin), определяемому индексом строки (от нуля до $L-1$), мы имеем информацию о скорости объектов (velocity bin), находящихся в этом диапазоне дальности, так как движение объекта приводит к возникновению доплеровского сдвига частоты отражённого сигнала.

Оценим количество накапливаемых столбцов N . Учтем ограничение, связанное со временем нахождения цели в заданном диапазоне дальностей. Для оптимального накопления сигналов от какой-либо цели, находящейся в заданном диапазоне дальностей, необходимо, чтобы время её пролёта через этот диапазон было не меньше времени накопления всех N столбцов:

$$\frac{S_{\max}}{V_{\max} L} = \frac{NL}{F_s}, \quad (2)$$

откуда получим количество накопленных столбцов N , подставив частоту дискретизации из (1):

$$N = \frac{c}{2V_{\max} L}. \quad (3)$$

Перейдём к оценке соотношения сигнал/шум для одиночного импульса, отражённого от цели и принимаемого радаром. Оценивая мощность принимаемого сигнала, воспользуемся уравнением радиолокации для бистатического радара [4]:

$$P_r = P_t \frac{G_t \eta A_r \sigma}{(4\pi)^2 S_{\max}^4 L_{\text{loss}}}, \quad (4)$$

в котором принимаемая мощность P_r импульсного сигнала прямо пропорциональна излучаемой мощности P_t , коэффициенту усиления передающей антенны G_t , эффективной апертуре приёмной антенны A_r , эффективности использования поверхности антенны η , ЭПР цели σ и обратно пропорциональна четвёртой степени расстояния до цели S_{\max} и суммарным линейным потерям в приёмном тракте между антенной и приёмником L_{loss} , ($L_{\text{loss}} > 1$).

Ширину полосы спектральной плотности мощности шума приёмного тракта будем считать равной ширине полосы излучаемого импульса, т.е. частоте дискретизации F_s ,

рассчитанной выше. Предполагая, что шум является белым, получим формулу для мощности шума P_n :

$$P_n = 4k(T_a + (NF - 1) \cdot T_0)F_s \cdot M \approx 4k \cdot (NF - 1) \cdot T_0 \frac{A_r}{(\lambda/2)^2} \quad (5)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана, T_a - шумовая температура антенны, T_0 - температура активного приёмного модуля, M - количество активных модулей в антенне, NF - коэффициент шума приёмника активного модуля, приведённый к его входу, λ - длина волны излучения радара.

При расчёте соотношения сигнал/шум учтём, что преобразование Фурье является когерентным способом накопления, увеличивающим амплитуду аналитического сигнала в количество раз, равное количеству отсчётов, по которому производится это преобразование. В то же время, при накоплении отсчётов, содержащих белый шум, амплитуда шумового сигнала суммируется прямо пропорционально корню количества отсчётов, поэтому для соотношения сигнал/шум (SNR) в нашем случае можем записать следующее выражение с учётом формул (1) и (3)-(5) а также когерентного накопления отсчётов от всех M активных модулей при формировании диаграммы направленности:

$$SNR = \left(\frac{N \cdot M \cdot P_r}{P_n} \right)^{1/2} = \left(P_t \frac{G_t \eta \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^2 S_{\max}^3} \cdot \frac{M}{16kT_0 \cdot (NF - 1) \cdot L^2 L_{\text{loss}} \cdot V_{\max}} \right)^{1/2}. \quad (6)$$

Оценим фазовую ошибку, возникающую при определении азимута на цель, при использовании импульсно-доплеровского радара. Так как мы используем спектральный анализ сигналов, полученных с помощью БПФ, оценку фазовой ошибки $\delta\varphi$, которая является отношением амплитуды пика цели в спектре к дисперсии шума, легко рассчитать из соотношения сигнал/шум по следующей формуле:

$$\delta\varphi = SNR^{-1}. \quad (7)$$

Расчёт азимута на цель с использованием фазового метода выполняется по следующей известной формуле:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\lambda\Theta}{2\pi d}\right), \quad (8)$$

где Θ - разница фаз аргументов максимумов в доплеровском спектре, измеряемых для каждой из двух подрешёток. Заметим, что измеренное значение угла Θ может лежать в пределах $-\pi \leq \alpha \leq \pi$, следовательно, синус максимального (т.е. однозначно определяемого) азимута α_{\max} равен:

$$\sin \alpha_{\max} = \frac{\lambda}{2d}. \quad (9)$$

Перепишем выражение (8) в следующем виде с учётом (9):

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\Theta}{\pi} \sin \alpha_{\max}\right). \quad (10)$$

Для оценки влияния шумов на измеренный азимут, найдём производную от выражения (10) по переменной Θ :

$$\frac{\partial \alpha}{\partial \Theta} = \frac{\sin \alpha_{\max}}{\pi} \cdot \left(1 - \left(\frac{\Theta}{\pi} \sin \alpha_{\max} \right)^2 \right)^{-1/2}. \quad (11)$$

Выражение (11) представляет собой чётную, монотонно возрастающую функцию угла Θ . Соответственно, максимальное значение производной в выражении (11)

$$\left. \frac{\partial \alpha}{\partial \Theta} \right|_{\max} = \frac{\operatorname{tg} \alpha_{\max}}{\pi}. \quad (12)$$

Заметим, что при расчёте разницы фаз между доплеровскими компонентами спектров двух “логических” подрешёток Θ мы вычитаем две величины, имеющие случайную составляющую с дисперсией $\delta\varphi$, поэтому результирующая дисперсия самой величины Θ будет равна:

$$\delta\Theta = \sqrt{2}\delta\varphi. \quad (13)$$

Подставляя (13) и фазовую ошибку, возникающую за счёт наличия шума из выражения (7) в (12), получим окончательный вид зависимости максимальной величины дисперсии определения азимута на цель:

$$\delta\alpha_{\max} = \frac{\sqrt{2}\operatorname{tg} \alpha_{\max}}{\pi \cdot \operatorname{SNR}}. \quad (14)$$

Представленные выражения (6) и (14) могут быть использованы для оценочных расчётов различных характеристик предложенного варианта реализации импульсно-доплеровского радара, исходя из заданных параметров. На наш взгляд, наиболее интересной является оценка максимальной дальности обнаружения исходя из заданной погрешности определения цели по азимуту:

$$S_{\max} = \frac{1}{4} \cdot \left(P_t \frac{G_t \eta \lambda^2 \sigma}{\operatorname{tg}^2 \alpha_{\max}} \cdot \frac{M (\delta\alpha_{\max})^2}{8kT_0 \cdot (NF - 1) \cdot L^2 L_{\text{loss}} \cdot V_{\max}} \right)^{1/3}. \quad (15)$$

Для расчёта максимальной дальности обнаружения различных целей, ЭПР которых приведены в таблице 1, определим сначала постоянные параметры, относящиеся к ФАР и обработке сигнала (табл. 2).

Таблица 2. Постоянные параметры обнаружения.

P_t , Вт	G_t	λ , м	η	α_{\max} , °	T , К	L	$L_{\text{loss}} \cdot (NF - 1)$	$\delta\alpha_{\max}$, °	M
600	8	0.03	0.95	45	300	30	2	1.0	100

В табл. 3 приведены результаты расчёта дальности обнаружения различных малоразмерных целей при параметрах обнаружения (табл. 2).

Таблица 3. Максимальная дальность обнаружения малоразмерных целей.

Объект	ЭПР, м ²	Скорость, м/с	Дальность, м
Пуля АКМ	0,0001	700	107
Пуля Б-32	0,0004	800	163
БОПС ІМІ	0,0130	1500	422
Заряд РПГ	0,0200	120	1129
Phantom 3	0,0600	16	3188
RQ-11 Raven	0,0700	22	3018

Расчёты показывают, что обнаружение целей с наименьшими размерами, таких как пули к автоматическому стрелковому оружию, возможно на слишком малом расстоянии, что не позволяет использовать рассматриваемые ФАР в автоматических системах противодействия различного рода мелкокалиберным снарядам, но способна обнаруживать крупнокалиберные снаряды и беспилотные летательные аппараты, обеспечивая их отслеживание на значительных

дистанциях, позволяющих предпринимать соответствующие меры противодействия. Представленная ФАР обладает значительным потенциалом увеличения точности отслеживания целей и дальности их обнаружения путём увеличения размеров приёмной антенны или мощности, излучаемой передающей антенной.

Авторы приносят благодарность Вендику О.Г. за полезную дискуссию.

Библиографический список

1. S. H. Talisa, K. W. O'Haver, T. M. Comberiate, M. D. Sharp, O. F. Somerlock Benefits of Digital Phased Array Radars, Proceedings of the IEEE, Vol. 104, Issue 3, pp. 1 – 3, 2016.
2. E. J. Holder Angle-of-Arrival Estimation Using Radar Interferometry, Methods and Applications, ИЕТ; p. 102, 333 pages, 2013.
3. М. Д. Парнес Расчет эффективной поверхности рассеяния малых объектов, СВЧ Электроника, №2, стр. 22 – 24, 2017.
4. M. Skolnik Radar Handbook, McGraw-Hill Education; 3rd edition, pp. 1.6 - 1.8, Feb. 17, 2008.