

## ЮСТИРОВКА ПАРАМЕТРОВ УГЛОМЕРНОЙ СИСТЕМЫ В ОБЗОРНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС

Г.А. Профатилова<sup>1</sup>

Г.Н. Соловьёв<sup>1</sup>

В.С. Ефремов<sup>2</sup>

А.Г. Соловьёв<sup>2</sup>

solovgrigory@rambler.ru

<sup>1</sup> НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация

<sup>2</sup> АО «НПО «ЛЭМЗ», Москва, Российская Федерация

---

### Аннотация

Рассмотрены адаптивные алгоритмы учета амплитудно-фазовых рассогласований суммарно-разностных трактов моноимпульсной обзорной радиолокационной станции управления воздушным движением. Предлагаемые алгоритмы позволяют повысить точность измерения угловых координат. Приведены результаты испытаний радиолокационной станции, подтверждающие эффективность разработанных алгоритмов

### Ключевые слова

*Моноимпульсная радиолокация, моноимпульсное измерение углов, суммарно-разностный метод, амплитудно-фазовые рассогласования, коррекция фазовых ошибок, крутизна дискриминационной характеристики*

Поступила в редакцию 01.05.2017

© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017

---

Требования к точности измерения координат воздушных объектов в РЛС системы управления воздушным движением с каждым годом ужесточаются [1–3]. Это связано с увеличением плотности потока воздушного движения. Особенно сильно возросли требования к точности измерения высоты из-за уменьшения ширины эшелонов до двух-трех сотен метров, соответственно и к точности измерения угла места. Для обзорных РЛС как трассовых, так и аэродромных, требуемая точность измерения угломестной координаты возрастает до единиц угловых минут на дальностях 300...400 км. Практически подобную точность могут обеспечить только моноимпульсные методы измерения.

Традиционно моноимпульсный метод в первичной радиолокации используется в РЛС слежения [4–9]. Упоминаний о применении моноимпульсного измерения в режиме регулярного обзора пространства в литературных источниках довольно мало [7, 8, 10]. Как правило, такие измерения носят название «внеосевая пеленгация» и используются в тех случаях, когда невозможно повернуть антенну на нужный угол для слежения. Еще одно важное замечание касается средств аппаратной реализации алгоритмов обработки принимаемых сигналов. В подавляющем большинстве источников описываются радиотехнические средства для реализации сугубо математических вычислений. Однако с помощью этих средств не всегда удается выполнить необходимые вычисления. В современных условиях рациональнее использовать цифровые методы обработки для реализации сложных вычислительных схем.

В настоящей работе обсуждаются алгоритмы обработки применительно к обзорной РЛС с частотно-сканирующей антенной решеткой [11, 12] и полностью цифровой обработкой, начиная с промежуточной частоты [13]. Дешевизна и технологичность изготовления таких антенных решеток несомненна, но сопряжена с рядом особенностей. В частности, из известных методов моноимпульсной обработки [4] возможна реализация только суммарно-разностной системы. Моноимпульсный метод используется при вычислении угла места лоцируемых объектов по пакету отраженных сигналов в виде поправок  $\Delta\hat{\epsilon}$  к текущему положению луча в пространстве  $\epsilon_n$ .

Потенциальная точность моноимпульсного метода может быть реализована только при корректной юстировке параметров измерительной системы.

Рассматриваемая антенная система содержит два одинаковых вертикально расположенных подполотна. Сигналы, принятые подполотнами, суммируются и вычитаются с помощью волноводных мостов, образуя два канала: суммарный и разностный. Каждый канал содержит вращающееся сочленение и довольно длинное снижение (20...30 м) до приемно-передающей аппаратуры. Суммарная  $F_\Sigma$  и разностная  $F_\Delta$  диаграммы направленности (ДН) как функции нормированных отклонений  $\Delta\epsilon/\theta$  показаны на рис. 1. Здесь  $\theta$  — ширина главного лепестка по уровню половинной мощности относительно равносигнального направления  $\epsilon_n$ .

Дискриминационная характеристика моноимпульсного углового измерителя исторически называется пеленгационной характеристикой [4, 5]. Пеленгационная характеристика при суммарно-разностной обработке (рис. 2) выражается как функция комплексного отношения (все углы в радианах):

$$\dot{r}(\epsilon - \epsilon_n) = \dot{r}(\Delta\epsilon) = \frac{\dot{F}_\Sigma(\Delta\epsilon) - \dot{F}_\Delta(\Delta\epsilon)}{\dot{F}_\Sigma(\Delta\epsilon) + \dot{F}_\Delta(\Delta\epsilon)} \quad (1)$$

и равна

$$\psi(\Delta\epsilon) = \arg(\dot{r}) = \text{arctg} \left( \frac{\text{Im}(\dot{r})}{\text{Re}(\dot{r})} \right). \quad (2)$$

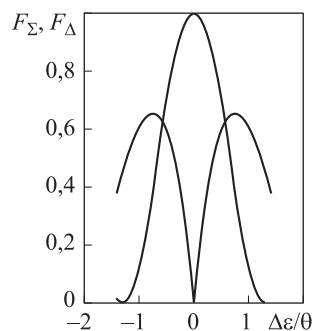


Рис. 1. Суммарная и разностная ДН

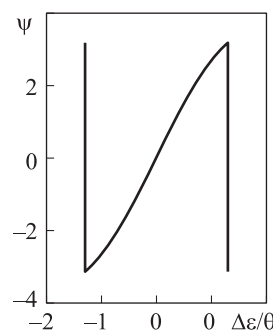


Рис. 2. Дискриминационная характеристика

Для вычисления оценок моноимпульсных поправок  $\Delta\hat{\epsilon}$  при приеме сигналов суммарной и разностной диаграммами необходимо знать функцию, обратную пеленгационной характеристике (2):

$$\Delta\hat{\epsilon} = \xi(\arg(\dot{r})) = f\{\psi(\arg(\dot{r}))\}^{-1}. \quad (3)$$

Пеленгационная характеристика (2) и обратная функция (3) для рассматриваемой РЛС хорошо аппроксимируются линейной зависимостью, что значительно упрощает вычисление обратной функции. В этом случае выражение для оценок моноимпульсных поправок имеет вид

$$\Delta\hat{\epsilon} = \arg\left(\frac{\dot{U}_\Sigma(\epsilon_l) - \dot{U}_\Delta(\epsilon_l)}{\dot{U}_\Sigma(\epsilon_l) + \dot{U}_\Delta(\epsilon_l)}\right) \frac{\gamma_{nx}}{\cos(\epsilon_l - \epsilon_n)}, \quad (4)$$

где  $\epsilon_l$  — угол места текущего луча;  $\dot{U}_\Sigma$ ,  $\dot{U}_\Delta$  — комплексные отсчеты сигналов, принимаемых по суммарному и разностному каналам в направлении текущего луча  $\epsilon_l$ ;  $\epsilon_n$  — угол наклона нормали к полотну антенны;  $\gamma_{nx}$  — крутизна линейной части функции  $\xi(\arg(\dot{r}))$ .

Крутизна  $\gamma_{nx}$  зависит от вида амплитудного распределения поля в раскрыве антенны. Для широко используемых законов распределения поля типа  $\cos^2$  значение крутизны в первом приближении

$$\gamma_{nx} \approx \frac{\Theta}{\pi}. \quad (5)$$

Для рассматриваемой антенны [11, 12] крутизна  $\gamma_{nx} = 0,014$ .

Преобразуя (4), получаем оценки моноимпульсных поправок через квадратные компоненты сигналов, принятых суммарным и разностным каналами:

$$\Delta\hat{\epsilon} = \frac{\gamma_{nx}}{\cos(\epsilon_l - \epsilon_n)} \operatorname{arctg}\left(2 \frac{\operatorname{Im}(\dot{U}_\Sigma)\operatorname{Re}(\dot{U}_\Delta) - \operatorname{Re}(\dot{U}_\Sigma)\operatorname{Im}(\dot{U}_\Delta)}{\operatorname{Re}(\dot{U}_\Sigma)^2 + \operatorname{Im}(\dot{U}_\Sigma)^2 - \operatorname{Re}(\dot{U}_\Delta)^2 - \operatorname{Im}(\dot{U}_\Delta)^2}\right). \quad (6)$$

Оценка угла места рассчитывается по формуле

$$\hat{\epsilon}_0(\epsilon_l) = \Delta\hat{\epsilon} + \epsilon_l. \quad (7)$$

Из выражений (4)–(7) следует, что основное влияние на точность оценок угла места оказывает корректное вычисление аргумента (фазы) комплексного отношения  $\hat{r}$ .

При электрической длине антенно-фидерного тракта в несколько сотен длин волн, что имеет место для рассматриваемой РЛС, возможны различные фазовые набеги в суммарном и разностном каналах. В приемных трактах суммарно-разностных каналов, несмотря на идентичность их структур, также возможны разные фазовые набеги  $\phi_\Delta$ ,  $\phi_\Sigma$  и коэффициенты передачи  $K_\Delta$ ,  $K_\Sigma$ , т. е. амплитудные и фазовые искажения принятых сигналов  $\dot{U}_\Delta$  и  $\dot{U}_\Sigma$ . Широкая полоса частот, свойственная частотно-сканирующей антенне, и большая электрическая длина антенно-фидерного тракта усложняют фазовое согласование сум-

марного и разностного каналов. Кроме того, фазовое рассогласование может возникать между аналого-цифровыми преобразователями приемных каналов, включая их системы синхронизации.

При наличии амплитудно-фазовых искажений в суммарно-разностных каналах выражение для оценки угла места приобретает вид

$$\hat{\varepsilon}(\varepsilon_{л}) = \left( \arg \left( \frac{\dot{U}_{\Sigma} - \dot{U}_{\Delta} e^{j\phi_{\Delta-\Sigma}} K_{\Delta/\Sigma}}{\dot{U}_{\Sigma} + \dot{U}_{\Delta} e^{j\phi_{\Delta-\Sigma}} K_{\Delta/\Sigma}} \right) \right) \frac{\gamma_{нх}}{\cos(\varepsilon_{л} - \varepsilon_{н})} + \varepsilon_{л}, \quad (8)$$

где  $K_{\Delta/\Sigma} = K_{\Delta}/K_{\Sigma}$  — отношение амплитудных коэффициентов передачи разностного и суммарного трактов;  $\phi_{\Delta-\Sigma} = \phi_{\Delta} - \phi_{\Sigma}$  — разность фазовых набегов каналов.

Относительная погрешность измерения углов в случае амплитудно-фазовых рассогласований трактов выражается как

$$\delta_{\varepsilon} = \frac{\hat{\varepsilon} - \varepsilon_0}{\theta}. \quad (9)$$

На рис. 3 и 4 приведены графики погрешностей  $\delta_{\varepsilon}$  измерения (в процентах от ширины ДНА) угла места в зависимости от амплитудных (см. рис. 3) и фазовых (см. рис. 4) рассогласований. Отметим, что амплитудные и фазовые рассогласования каналов приводят к погрешностям типа пульсаций ПХ, а не к смещениям нуля. Причем амплитудные погрешности имеют вид одной «волны», а фазовые — вид двух «волн».

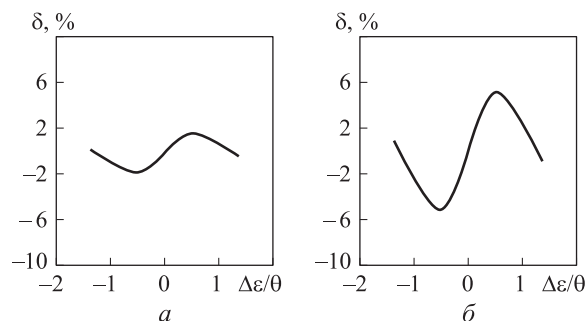


Рис. 3. Амплитудные рассогласования 5 % (а) и 15 % (б)

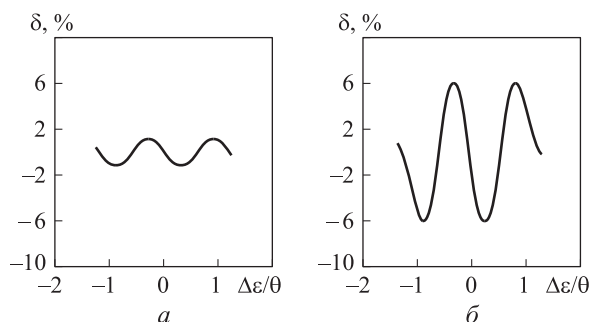


Рис. 4. Фазовые рассогласования 10° (а) и 60° (б)

Амплитудные рассогласования каналов возникают в основном в приемно-усилительной части тракта. Фазовые рассогласования набегают по всему тракту, начиная от раскрыва антенны. На практике амплитудные рассогласования каналов устраняются довольно просто и с высокой точностью с помощью систем автоматической регулировки усиления (АРУ) по пилот-сигналам. Устранение фазовых рассогласований по пилот-сигналам значительно сложнее, так как требует ввода пилот-сигналов непосредственно в раскрыв антенны.

Далее предлагается алгоритм фазовой коррекции по принимаемым из эфира отраженным сигналам, включая отражения от пассивных помех, например местности.

При приеме сигналов суммарно-разностной антенной системой фазовые соотношения в пределах основного лепестка суммарной ДНА следующие.

1. Если фазовые набеги суммарно-разностных каналов (до цифрового выхода АЦП) выравнены, то векторная диаграмма суммарного и разностного выходов имеет вид, показанный на рис. 5, а. Фаза сигнала  $\dot{U}_\Delta$  разностного канала относительно сигнала  $\dot{U}_\Sigma$  суммарного канала отличается на  $\gamma_0 = \pm 90^\circ$  при расположении источника сигнала слева и справа от равносигнального направления (РСН). Этот случай будем называть фазовым согласованием каналов.

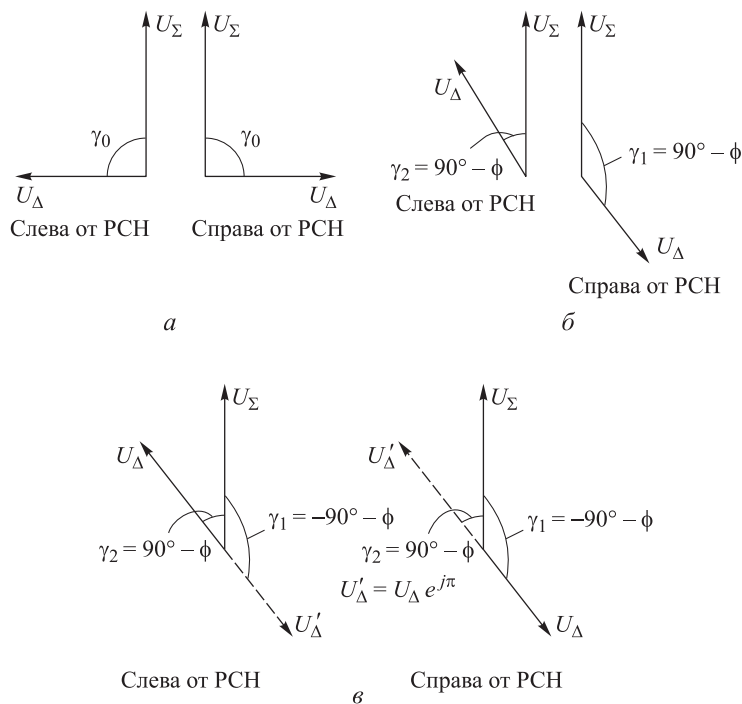


Рис. 5. Векторная диаграмма:  $\phi = \phi_{\Delta-\Sigma} \approx 60^\circ$

2. При появлении дополнительного фазового рассогласования  $\phi_{\Delta-\Sigma}$  между суммарным и разностным каналами векторная диаграмма принимает вид, показанный на рис. 5, б. Вектор  $\dot{U}_\Delta$  дополнительно разворачивается на угол  $\phi_{\Delta-\Sigma}$  по

ходу часовой стрелки или против хода часовой стрелки в зависимости от знака фазового рассогласования. На рис. 5, б приведен случай отрицательного фазового рассогласования  $\phi_{\Delta-\Sigma}$ .

3. В измерительной системе, вычисляющей разность фаз векторов  $\dot{U}_{\Sigma}$  и  $\dot{U}_{\Delta}$ , будут замерены углы  $\gamma = -90^\circ + \phi_{\Delta-\Sigma}$  и  $\gamma = 90^\circ + \phi_{\Delta-\Sigma}$  при приеме справа и слева от РСН.

Оценку фазового рассогласования  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  можно получить следующим образом.

Если при приеме сигналов вычислять два значения разности фаз вектора  $\dot{U}_{\Sigma}$  и векторов  $\dot{U}_{\Delta}$  и  $\dot{U}_{\Delta} = U_{\Delta}e^{j\pi} = -U_{\Delta}$ , как показано на рис. 5, в, то независимо от положения источника сигнала относительно РСН всегда будем иметь отсчеты углов  $\gamma_1 = -90^\circ + \phi_{\Delta-\Sigma}$  и  $\gamma_2 = 90^\circ + \phi_{\Delta-\Sigma}$ . В этом случае легко найти оценку мешающего фазового рассогласования  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$ :  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma} = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}$ .

Используя показательную форму записи комплексных чисел, можно вычислить  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  без нахождения промежуточных отсчетов фаз  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ :

$$\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma} = \frac{1}{2} \arg \left( - \left( \frac{\dot{U}_{\Delta}}{\dot{U}_{\Sigma}} \right) \left( \frac{\dot{U}_{\Delta}}{\dot{U}_{\Sigma}} \right) \right) = \frac{1}{2} \arg \left( - \left( \frac{\dot{U}_{\Delta}}{\dot{U}_{\Sigma}} \right)^2 \right). \quad (10)$$

В этом случае аргумент (арктангенс) вычисляется только один раз.

Коррекция (юстировка) угломерной системы заключается в умножении сигнала разностного канала в выражениях (4)–(7) на доворачивающий множитель:

$$\tilde{U}_{\Delta} = \dot{U}_{\Delta} e^{-j\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}}. \quad (11)$$

Отметим, что доворачивающий множитель  $e^{-j\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}}$  можно сформировать без явного вычисления фазы  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  следующим образом:

$$e^{-j\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}} = \frac{\sqrt{- \left( \frac{\dot{U}_{\Sigma}}{\dot{U}_{\Delta}} \right)^2}}{\left| \frac{\dot{U}_{\Sigma}}{\dot{U}_{\Delta}} \right|}. \quad (12)$$

Диапазон однозначно измеряемых значений оценок фазовых рассогласований  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  не превышает  $\pm 90^\circ$ , так как разность фаз векторов  $\dot{U}_{\Sigma}$  и  $\dot{U}_{\Delta}$  ограничена величиной  $\gamma_0 \pm \phi_{\Delta-\Sigma} < \pm 180^\circ$ .

При большой электрической длине тракта значение  $\phi_{\Delta-\Sigma}$  может значительно превышать  $\pm 90^\circ$ , при этом соответственно может измениться знак оценки  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$ . Это приводит к необходимости юстировки знака пеленгационной характеристики.

Эффективность предлагаемого алгоритма корректировки фазового набега зависит от отношения сигнал/шум  $q$  и положения источника сигнала относи-

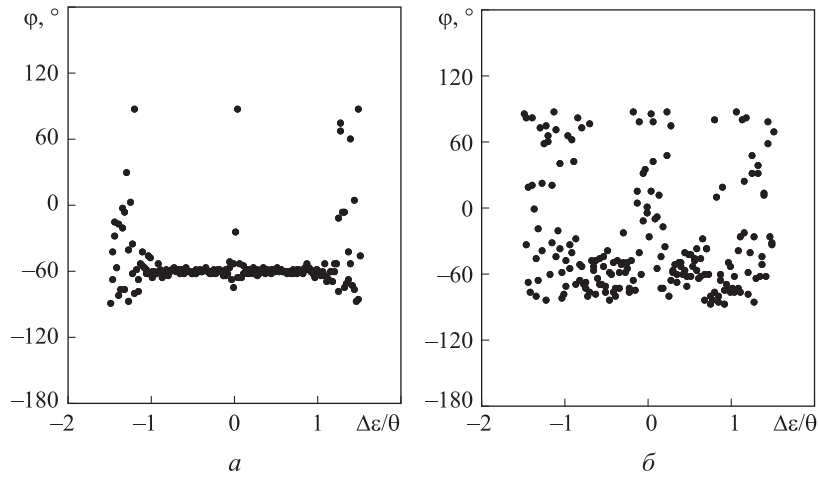


Рис. 6. Разброс оценок  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  при разных отношениях сигнал/шум

тельно РСН. На рис. 6 показано распределение оценок  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  относительно РСН при разных отношениях сигнал/шум и фазовом сдвиге  $-60^\circ$  разностного канала относительно суммарного.

Сопоставляя рис. 6 и 1, получаем, что корректные измерения  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  возможны только для отсчетов суммарного канала, относительная амплитуда которых лежит в диапазоне 0,2–0,9 (от максимума ДНА), и отношениях сигнал/шум более 20 дБ. Падение точности оценок  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  в малой окрестности РСН связано с большой глубиной провала разностной ДНА. Повышение точности оценок  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  как обычно достигается усреднением большого числа реализаций.

Юстировка знака крутизны  $\gamma_{nx}$  может проводиться по тем же отраженным сигналам, по которым вычисляется оценка  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$ . В основе предлагаемого алгоритма лежит тот факт, что частные моноимпульсные оценки

$$\hat{\epsilon}_1 = \epsilon_{1л} \pm \Delta\epsilon_1, \quad \hat{\epsilon}_2 = \epsilon_{2л} \pm \Delta\epsilon_2, \quad (13)$$

вычисленные по формулам (6), (7) в смежных положениях луча, при правильном знаке  $\gamma_{nx}$  группируются вблизи истинного положения источника сигнала и рассеиваются при неправильном знаке (рис. 7). Таким образом, для оценки знака  $\gamma_{nx}$  необходимы замеры одного источника при двух положениях ДНА.

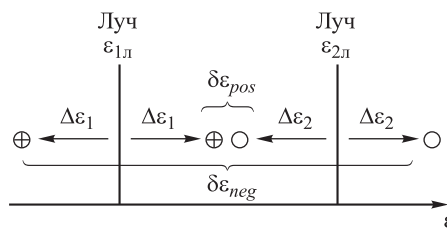


Рис. 7. Расположение оценок при разном знаке  $\gamma_{nx}$

Процедура определения знака наклона пеленгационной характеристики по пакету отраженных сигналов следующая:

- проводится поиск в обнаруженном пакете двух смежных лучей  $\varepsilon_{1л}$  и  $\varepsilon_{2л}$  с наибольшими амплитудами;
- для этих лучей рассчитываются по (6), (7) оценки угла в предположении положительного  $\hat{\varepsilon}_{1pos} = \varepsilon_1 + \Delta\varepsilon_1$ ,  $\hat{\varepsilon}_{2pos} = \varepsilon_2 + \Delta\varepsilon_2$  и отрицательного  $\hat{\varepsilon}_{1neg} = \varepsilon_1 - \Delta\varepsilon_1$ ,  $\hat{\varepsilon}_{2neg} = \varepsilon_2 - \Delta\varepsilon_2$  наклонов пеленгационной характеристики;
- рассчитывается модуль разности оценок  $\delta\varepsilon_{pos} = |\hat{\varepsilon}_{1pos} - \hat{\varepsilon}_{2pos}|$  и  $\delta\varepsilon_{neg} = |\hat{\varepsilon}_{1neg} - \hat{\varepsilon}_{2neg}|$ ;
- выносится решение  $n_+$  о положительном знаке наклона, если  $\delta\varepsilon_{pos} < \delta\varepsilon_{neg}$ , или об отрицательном  $n_-$  знаке наклона в противном случае;
- решения  $n_+$  и  $n_-$  накапливаются по заданной выборке обнаруженных пакетов;
- по результату сравнения  $\sum n_+$  и  $\sum n_-$  выносится окончательное решение о знаке  $\gamma_{nx}$ .

Приведенные алгоритмы были апробированы на одной из позиций расположения РЛС. Примеры полученных экспериментальных данных показаны на рис. 8.

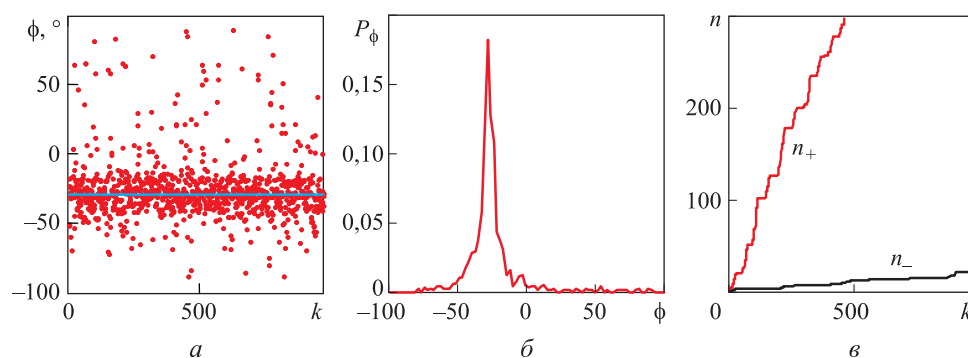


Рис. 8. Результаты экспериментальных исследований

Реализация значений оценок  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  фазового рассогласования суммарно-разностных каналов приблизительно для 1000 обнаруженных пакетов показана на рис. 8, а. В реализацию вошли отражения от воздушных объектов, местности и метеообразований, полученные в одном цикле обзора. Гистограмма плотности  $P_\phi$  вероятностей оценок  $\hat{\phi}_{\Delta-\Sigma}$  показана на рис. 8, б. На рис. 8, в приведен ход накопления решений для  $n_+$  и  $n_-$ . Видно, что доминируют решения о положительном коэффициенте наклона пеленгационной характеристики. Присутствующее небольшое число пакетов с неправильным ( $n_-$ ) решением обусловлено в подавляющем большинстве пакетами отраженных сигналов от метеообразований. Отражения от метеообразований в смежных лучах слабо коррелированы и



дают большой разброс частных моноимпульсных оценок, рассчитанных по (13). Отметим, что приемлемые результаты по точности достигаются уже при усреднении по 10...15 пакетам.

В качестве примера применения разработанных алгоритмов на рис. 9 показаны графики измеренных значений высоты  $\hat{H}$  воздушного объекта и среднеквадратической ошибки  $\sigma_H$  измерения высоты в зависимости от дальности  $R$ . Графики, показанные сплошными линиями, соответствуют использованию рассмотренных алгоритмов юстировки, а точки — оценкам высоты без использования предложенных алгоритмов. Видно значительное уменьшение ошибки  $\sigma_H$  измерения высоты.

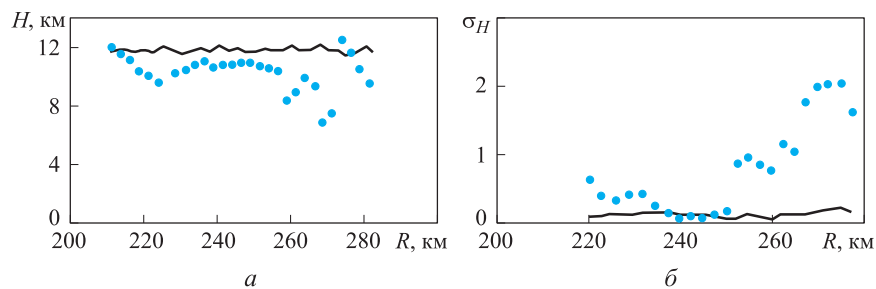


Рис. 9. Высота (а) и СКО (б) трассы

Включение разработанных алгоритмов юстировки в штатные программы первичной обработки моноимпульсной РЛС позволило упростить и автоматизировать процесс юстировки и повысить точность измерения угла места (высоты).

## ЛИТЕРАТУРА

1. ICAO Doc 9574. Руководство по применению минимума вертикального эшелонирования 300 м (1000 фут) между ЭП 290 и ЭП 410 включительно. М.: Международная организация гражданской авиации, 2002. 58 с.
2. ICAO Doc. 8168 OPS/611. Производство полетов воздушных судов. Т. 1. Правила производства полетов. М.: Международная организация гражданской авиации, 2006. 398 с.
3. ICAO Doc. 8168 OPS/611. Производство полетов воздушных судов. Т. 2. Построение схем визуальных полетов и полетов по приборам. М.: Международная организация гражданской авиации, 2006. 880 с.
4. Родс Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию. М.: Советское радио, 1960. 159 с.
5. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.
6. Sherman S.M., Barton D.K. Monopulse principles and techniques. Boston, London: Artech House, 2011. 395 p.
7. Сколник М.И., ред. Справочник по радиолокации. Кн. 1 / пер. с англ., под общ. ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
8. Сколник М.И., ред. Справочник по радиолокации. Кн. 2 / пер. с англ., под общ. ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 680 с.

9. Yan Zh., Narayanan M.R. Monopulse radar based on spatiotemporal correlation of stochastic signals // IEEE Trans. Aerosp. and Electron. Syst. 2006. Vol. 42. No. 1. P. 160–173. DOI: 10.1109/TAES.2006.1603412 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1603412>
10. Французов А.Д., Павлов В.С., Турнецкий Л.С., Анцев Г.В. Моноимпульсный фазовый пеленгатор. Патент RU 2364882 С2. Заявл. 10.05.2007, опубл. 10.07.2009.
11. Ефремов В.С., Винников В.И., Сучков А.В. Частотно-сканирующая моноимпульсная антенная решетка трассовой РЛС. Ч. 1. Схема построения, оценка параметров и моделирование // Антенны. 2016. № 10. С. 34–43.
12. Ефремов В.С., Винников В.И., Сучков А.В. Частотно-сканирующая моноимпульсная антенная решетка трассовой РЛС. Ч. 2. Конструктивно-технологическое исполнение, экспериментальные характеристики // Антенны. 2016. № 12. С. 3–11.
13. Ефремов В.С. Новое поколение радиолокаторов управления воздушным движением // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2007. № 1. С. 3–8.

**Профатилова Галина Анатольевна** — канд. техн. наук, старший научный сотрудник НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1).

**Соловьёв Григорий Николаевич** — канд. техн. наук, старший научный сотрудник НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1).

**Ефремов Вячеслав Самсонович** — канд. техн. наук, старший научный сотрудник, заместитель директора по науке АО «Научно-производственное объединение «Лианозовский электромеханический завод» (АО «НПО «ЛЭМЗ») (Российская Федерация, 127411, Москва, Дмитровское шоссе, д. 110).

**Соловьёв Алексей Григорьевич** — канд. техн. наук, АО «Научно-производственное объединение «Лианозовский электромеханический завод» (АО «НПО «ЛЭМЗ»), Российская Федерация, 127411, Москва, Дмитровское шоссе, д. 110).

**Просьба сослаться на эту статью следующим образом:**

Профатилова Г.А., Соловьёв Г.Н., Ефремов В.С., Соловьёв А.Г. Юстировка параметров угломерной системы в обзорной моноимпульсной РЛС // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2017. № 6. С. 64–75. DOI: 10.18698/0236-3933-2017-6-64-75

## ADJUSTING GONIOMETER SYSTEM PARAMETERS IN A MONOPULSE SURVEILLANCE RADAR STATION

G.A. Profatilova<sup>1</sup>

G.N. Solov'ev<sup>1</sup>

V.S. Efremov<sup>2</sup>

A.G. Solov'ev<sup>2</sup>

[solovgrigory@rambler.ru](mailto:solovgrigory@rambler.ru)

<sup>1</sup> Research and Development Institute of Radio Electronics,  
Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation

<sup>2</sup> Research & Production Corporation Lianozovo Electromechanical Plant JSC,  
Moscow, Russian Federation

### Abstract

The study deals with adaptive algorithms for taking into account amplitude and phase errors in the sum and difference channels of a monopulse surveillance radar station for air traffic control. The algorithms presented make it possible to increase the precision of measuring angular coordinates for direction finding. We list the results of radar tests verifying the efficiency of the algorithms we developed

### Keywords

*Monopulse radiolocation, monopulse direction finding, sum-and-difference technique, amplitude and phase errors, phase error correction, phase discriminator slope*

Received 01.05.2017

© BMSTU, 2017

---

### REFERENCES

- [1] ICAO Doc 9574. Manual on implementation of a 300 m (1 000 ft) vertical separation minimum between FL 290 and FL 410 inclusive. International Civil Aviation Organization, 2001. 44 p.
- [2] ICAO Doc. 8168 OPS/611. Aircraft operations. Vol. 1. Flight procedures. International Civil Aviation Organization, 2006. 279 p.
- [3] ICAO Doc. 8168 OPS/611. Aircraft operations. Vol. 2. Construction of visual and instrument flight procedures. International Civil Aviation Organization, 2006. 701 p.
- [4] Rhodes D.R. Introduction to monopulse. McGraw-Hill, 1959. 119 p.
- [5] Leonov A.I., Fomichev K.I. Monoimpul'snaya radiolokatsiya [Monopulse location]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1984. 312 p.
- [6] Sherman S.M., Barton D.K. Monopulse principles and techniques. Boston, London, Artech House, 2011. 395 p.
- [7] Skolnik M.I. Radar handbook. Vol. 1. McGraw-Hill, 1970.
- [8] Skolnik M.I. Radar handbook. Vol. 2. McGraw-Hill, 1970.
- [9] Yan Zh., Narayanan M.R. Monopulse radar based on spatiotemporal correlation of stochastic signals. *IEEE Trans. Aerosp. and Electron. Syst.*, 2006, vol. 42, no. 1, pp. 160–173.  
DOI: 10.1109/TAES.2006.1603412 Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1603412>
- [10] Frantsuzov A.D., Pavlov V.S., Turnetskiy L.S., Antsev G.V. Monoimpul'snyy fazovyy pelenator [Monopulse phase direction finder]. Patent RU 2364882 C2. Appl. 10.05.2007, publ. 10.07.2009.
- [11] Efremov V.S., Vinnikov V.I., Suchkov A.V. Frequency-scanning monopulse array antenna of enroute radar system. Part 1. Block diagram, evaluation of parameters and simulation. *Antenny [Antennas]*, 2016, no. 10, pp. 34–43 (in Russ.).
- [12] Efremov V.S., Vinnikov V.I., Suchkov A.V. Frequency-scanning monopulse antenna array of enroute radar system. Part 2. Constructive-technological performance, experimental characteristics. *Antenny [Antennas]*, 2016, no. 12, pp. 3–11 (in Russ.).
- [13] Efremov V.S. New generation of air traffic control radars. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2007, no. 1, pp. 3–8 (in Russ.).

**Profatilova G.A.** — Cand. Sc. (Eng.), Senior Research Scientist of Research and Development Institute of Radio Electronics, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Bauman-skaya ul. 5, str. 1, Moscow, 105005 Russian Federation).

**Solov'ev G.N.** — Cand. Sc. (Eng.), Senior Research Scientist of Research and Development Institute of Radio Electronics, Bauman Moscow State Technical University. (2-ya Bauman-skaya ul. 5, str. 1, Moscow, 105005 Russian Federation).

**Efremov V.S.** — Cand. Sc. (Eng.), Senior Research Scientist, Deputy Scientific Director of Research & Production Corporation Lianozovo Electromechanical Plant JSC (Dmitrovskoe shosse 110, Moscow, 127411 Russian Federation).

**Solov'ev A.G.** — Cand. Sc. (Eng.), Research & Production Corporation Lianozovo Electromechanical Plant JSC (Dmitrovskoe shosse 110, Moscow, 127411 Russian Federation).

**Please cite this article in English as:**

Profatilova G.A., Solov'ev G.N., Efremov V.S., Solov'ev A.G. Adjusting Goniometer System Parameters in a Monopulse Surveillance Radar Station. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2017, no. 6, pp. 64–75. DOI: 10.18698/0236-3933-2017-6-64-75



В Издательстве МГТУ им. Н.Э. Баумана  
вышло в свет учебное пособие автора  
**В.В. Бондарева**

**«Введение в информационную  
безопасность автоматизированных систем»**

Рассмотрена законодательная база информационной безопасности, приведен перечень возможных угроз, отражены основные подходы к созданию систем защиты информации, представлена классификация предупредительных мер, изучены вопросы, связанные с программно-аппаратными механизмами обеспечения информационной безопасности.

**По вопросам приобретения обращайтесь:**

105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1  
+7 (499) 263-60-45  
press@bmstu.ru  
www.baumanpress.ru