

УДК 621.396.982.6

ВЛИЯНИЕ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ МЕШАЮЩИХ ФАКТОРОВ И МЕТОДЫ ИХ КОМПЕНСАЦИИ

А. В. Щербаков¹, В. С. Щербаков²¹ООО «НПП «ПРИМА», 603950, г. Нижний Новгород, ул. Свободы, 63²АО «НПО «Правдинский радиозавод»,
606408, Нижегородская обл., г. Балахна, ул. Горького, 34

Статья поступила в редакцию 24 апреля 2018 г., после доработки – 21 июня 2018 г.

Аннотация Рассмотрено влияние на точность радиопеленгации импульсных помех, переотраженных сигналов от близко расположенных отражателей, мощных сигналов в соседних радиочастотных каналах, а также ориентации антенны относительно плоскости пеленгования. Предложены способы компенсации воздействия импульсных помех на вероятность правильного обнаружения за счет цифрового двухпорогового накопления и точность определения пеленга за счет формирования пеленгационной характеристики методом усреднения логических первичных признаков в "скользящем" угловом секторе, соответствующих направлениям на источник в каждом обороте антенны. Также предложен способ повышения частотной избирательности дифференциально-фазового радиопеленгатора за счет бланкирования коммутационных импульсов, позволяющий исключить спектральные составляющие линейчатого спектра, отстроенного по частоте сигнала из полосы полезного сигнала. Показан способ компенсации пеленгационных погрешностей, обусловленных отклонением антенны от плоскости пеленгования с помощью специального алгоритма, в котором используется информация об ориентации носителя, определенного углами тангаж и крен. Также предложен способ коррекции пеленгационных погрешностей, обусловленных переотражением сигналов от конструкций носителя антенны радиопеленгатора, с помощью предварительно введенных калибровочных коэффициентов, позволяющих экстраполировать возможные погрешности в

произвольном направлении и таким образом компенсировать их.

Ключевые слова: навигация, радиопеленгация, обнаружение, частотная избирательность, эффект Доплера.

Abstract. The effects of impulse noise, re-reflected signals from closely located reflectors, high-power signals in neighboring radio-frequency channels, as well as the orientation of the antenna relative to the direction-finding plane on the accuracy of radio direction finding are considered. Methods for compensating the effect of impulse noise on the probability of correct detection due to a digital two-threshold accumulation are proposed, and the accuracy of determining bearing by forming the direction-finding characteristic by the method of averaging the logical primary features in the "sliding" angular sector corresponding to the directions to the source in each antenna revolution. A method for increasing the frequency selectivity of the differential phase finder by means of blanking of switching pulses is also proposed, which makes it possible to exclude the spectral components of the linear spectrum of the frequency-tuned signal from the useful signal band. A method for compensating for direction errors caused by the deviation of the antenna from the direction-finding plane is shown, using a special algorithm in which information about the orientation of the carrier determined by the angles of pitch and roll is used. Also, a method is proposed for correcting the direction-finding errors caused by signal reflections from the structures of the radio direction-finder antenna carrier with the help of pre-introduced calibration coefficients that allow us to extrapolate the possible error in an arbitrary direction and in this way compensate them.

Keywords: navigation, direction finding, detection, frequency selectivity, Doppler effect.

1. Введение

Несмотря на широкое распространение в последнее время спутниковых позиционных систем, во всем мире продолжают развиваться мобильные средства навигации. При этом к современным мобильным средствам навигации

в условиях большого потока транспортных средств, маневрирующих с высокими скоростями, предъявляются повышенные требования. К ним в первую очередь относятся: вероятность обнаружения за короткий период времени и высокая точность определения угловых координат источников радиоизлучения (ИРИ). При этом кроме основных функций, ориентации в пространстве по специальным сигналам, которые с целью повышения безопасности фактически дублируют спутниковые системы, предъявляется дополнительное требование - определение направления на ИРИ, работающий в широком частотном диапазоне с любыми типами модуляции. Это позволяет в случае нештатной ситуации выполнить маневр и совершить аварийную посадку, а также осуществлять поиск терпящих бедствие судов, ориентируясь на пеленгуемый источник и координатную информацию, принятую от аварийных радиобудей (АРБ). Такие действия могут быть осуществлены с помощью мобильного, автоматического радиопеленгатора (М-АРП), принцип построения которого и решаемые задачи аналогичны хорошо известным стационарным аэродромным радиопеленгаторам [1, 2]. Также можно отметить, что данная тема находится в постоянном поле зрения ведущих разрабатывающих фирм, таких как транснациональная компания Rockwell Collins (США), и Rohde & Schwarz (Германия).

2. Постановка задачи

Несмотря на хорошо известные способы определения направления на ИРИ, к любому мобильному устройству, установленному на маневрирующем носителе, как правило, предъявляются более жесткие требования. Это связано с тем, что возможна произвольная ориентация его антенны в пространстве, работа в условиях повышенной помеховой обстановки, а также ограниченность геометрических размеров антенной системы и отсутствие возможности использовать контрольные радиоточки (радиомаяки) фиксированные в пространстве.

При этом элементы конструкции антенны должны быть выполнены в

таким виде, чтобы ее транспортирование не оказывало влияние на качество работы пеленгатора. Кроме этого сама антенна не должна оказывать отрицательного воздействия на скорость и маневренность транспортного средства, на котором она установлена. Поэтому она не должна иметь вращающихся частей, а число дискретно распределенных элементов, формирующих ее апертуру, должно быть минимальным. Эту задачу можно решить с помощью набора определенного количества диполей, равномерно распределенных по окружности, такие антенны классифицируются как антенны с фазированной антенной решеткой (ФАР), а применительно к радиопеленгаторам, у которых диполи расположены по окружности, называется круговая антенная решетка (КАР).

Кроме этого известно, что для обеспечения высокой точности определения направления на ИРИ в широком диапазоне частот, наиболее приемлемым является дифференциально-фазовый способ, основанный на эффекте Доплера.

Целью настоящей работы является сокращение времени обнаружения ИРИ с высокой вероятностью, повышение точности определения угловых координат, снижение влияния импульсных помех, компенсации угловых погрешностей, обусловленных отклонением антенны М-АРП от плоскости пеленгования и переотраженными сигналами от конструкций носителя, а также повышение частотной избирательности дифференциально-фазового радиопеленгатора.

3. Теория

Физический смысл дифференциально-фазового способа радиопеленгации заключается в синхронном вращении двух антенн (диполей) вокруг общего центра. Причем если вращение заменить циклическим переключением из N – го числа диполей, которые установлены по окружности радиуса R , то физический смысл от этого не изменится.

В дифференциально-фазовом методе радиопеленгации с циклическим

переключением пары диполей, принцип которого более подробно поясняется на рисунке 1, сигналы формируются с циклически изменяющейся фазой в соответствии с доплеровским эффектом.

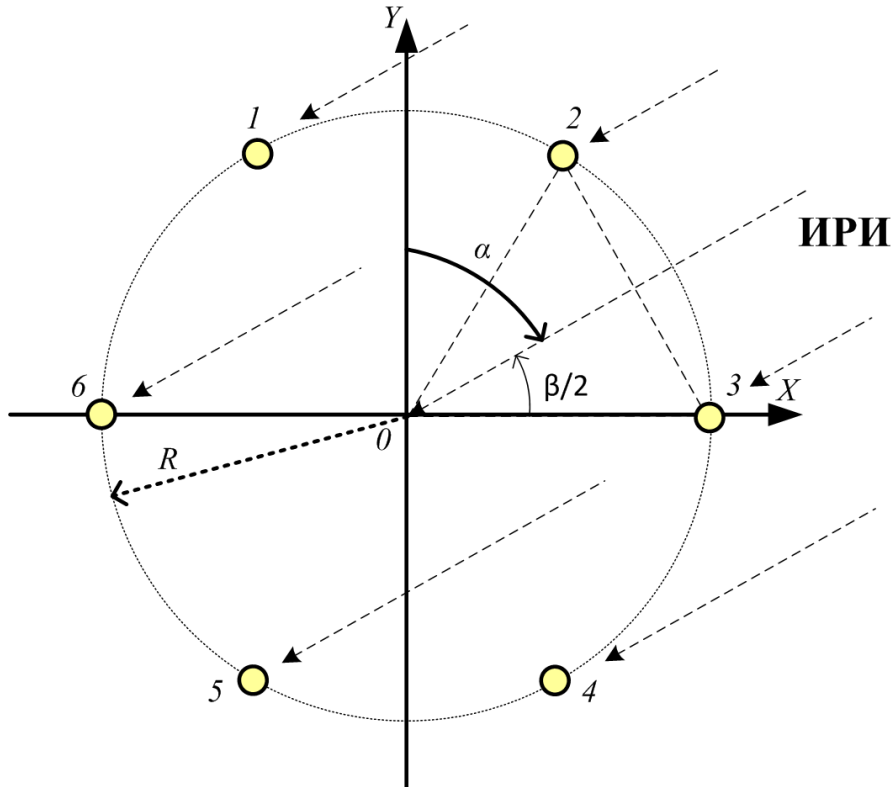


Рис. 1. Шесть диполей 1, 2, ... 6, равномерно расположенных по окружности радиуса R, с угловым смещением друг относительно друга на $\beta = 60^\circ$ и направление на ИРИ относительно курса α .

На этом рисунке нулевое направление (курс) условно выбрано вдоль оси Y, а ИРИ относительно курса расположен под углом α . Для простоты этот угол выбран так, чтобы фазы сигналов от ИРИ на втором и третьем диполях совпадали. Тогда на втором диполе сигнал будет иметь вид

$$S1(\alpha, t) = E_0 \cdot \exp \left\{ j \left[\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{\lambda_0} R \cos(\Omega t - \alpha) \right] \right\} \quad (1)$$

где: E_0 – амплитуда пеленгуемого сигнала;

ω_0 – частота ИРИ;

φ_0 – начальная его фаза (произвольная);

$$\lambda_0 = \frac{2\pi c}{\omega_0} \text{ – длина волны;}$$

Ω – частота вращения антенны (переключение диполей).

При этом на третьем диполе сигнал будет иметь следующий вид

$$S_2(\alpha, t) = E_0 \cdot \exp \left\{ j \left[\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{\lambda_0} R \cos(\Omega t - \alpha - \beta) \right] \right\}. \quad (2)$$

В результате нормирования и комплексно-сопряженного умножения этих сигналов исключается несущая частота ИРИ, а информация о направлении на источник сохраняется, при этом для простоты амплитудный сомножитель перед экспонентой не указан

$$\Delta S_{2,3}(\alpha, t) = \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda_0} R [\cos(\Omega t - \alpha) - \cos(\Omega t - \alpha - \beta)] \right\}. \quad (3)$$

После несложного преобразования этот сигнал можно записать в квадратурном виде

$$\begin{cases} \operatorname{Re}[\Delta S_{2,3}(\alpha, t)] = \cos \left[\frac{2\pi}{\lambda_0} R \sin \left(\frac{\beta}{2} \right) \sin \left(\Omega t - \alpha - \frac{\beta}{2} \right) \right] \\ \operatorname{Im}[\Delta S_{2,3}(\alpha, t)] = \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda_0} R \sin \left(\frac{\beta}{2} \right) \sin \left(\Omega t - \alpha - \frac{\beta}{2} \right) \right] \end{cases}, \quad (4)$$

где: β – угловое расстояние между диполями.

Т.к. направление на ИРИ однозначно определяется осциллирующим аргументом в квадратурных составляющих $\sin(\Omega t - \alpha - \beta/2)$, то достаточно выделить эту известную гармонику, определить фазу и исключить из нее известное угловое смещение $\beta/2$. Для этого достаточно воспользоваться узкополосным фильтром, настроенным на частоту переключения диполей, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум, и после этого определить фазу.

Наиболее точным способом определения фазы в квадратурном сигнале, является применение функции двойного арктангенса, значение которой на угловой оси соответствует направлению на ИРИ.

Функция двойного арктангенса определяется выражением

$$a \tan 2(y, x) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) & x > 0 \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \pi & y \geq 0, x < 0 \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) - \pi & y > 0, x < 0 \\ +\frac{\pi}{2} & y > 0, x = 0 \\ -\frac{\pi}{2} & y < 0, x = 0 \\ \text{undefined} & y = 0, x = 0 \end{cases} \quad (5)$$

Известно, что дифференциально-фазовый способ пеленгования является самым чувствительным и соответственно точным [3], т.к. напряжение на выходе фазового детектора кроме первой гармоники сигнала может содержать и высшие гармоники [1]. Это свойство широкобазисных систем, которые позволяют получить максимальное отношение сигнал/шум. Соответственно среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения при этом определяются выражением

$$\sigma_g = \frac{1}{q \cdot m} = \frac{1}{q \cdot k \cdot d} = \frac{\lambda}{4\pi \cdot q \cdot R \cdot \sin(\beta/2)}, \quad (6)$$

где: q^2 – отношение сигнал/шум;

$m = k \cdot d$ – индекс фазовой модуляции;

d – расстояние между диполями;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число.

Тем не менее, из всего разнообразия определенных фаз, необходимо выделить фазы, соответствующие превышению определенного уровня напряженности электромагнитного поля, которое создает пеленгуемый источник вблизи антенны, с заданным значением уровня ложных тревог (пеленгов) [4]. Эти задачи выполняет обнаружитель, в котором уровень порога U_n по критерию Неймана-Пирсона определяется заданной вероятностью ложных тревог F , при этом достигается максимальная вероятность D правильного обнаружения. Зависимость вероятности ложных тревог при условии отсутствия сигнала от установленного порога определяется выражением

$$F = \exp(-U_n^2 / 2 \cdot \sigma_n) \quad (7)$$

Соответственно вероятность обнаружения при условии наличия сигнала определяется тождеством

$$D = \Phi \left[q - \sqrt{2 \cdot \ln \left(\frac{1}{F} \right)} \right], \quad (8)$$

где: $\Phi(x)$ – интеграл вероятности.

В современных системах радионавигации вероятность ложной тревоги не превышает $F \leq 10^{-6}$, а вероятность правильного обнаружения $D \geq 0,999$.

3.1 Сокращение времени обнаружения и снижение влияния импульсных помех на достоверность обнаружения и точность определения угловых координат

В последнее время широкое применение находят схемы цифрового двухпорогового накопления. В этих устройствах для формирования бинарной последовательности выполняется сравнение с некоторым (первым) пороговым уровнем, после чего последовательность нулей и единиц логически сопоставляется со вторым пороговым уровнем.

Так, например, для сокращения времени обнаружения и снижения влияния импульсных помех интервал анализа можно предварительно разбить на несколько интервалов, на каждом из которых независимо формируется

первичный признак обнаружения за обзор, после чего из них формируется окончательный признак обнаружения. В таком обнаружителе [5] используется цифровое двухпороговое накопление. Данное построение позволяет за более короткий интервал анализа выполнить достоверное обнаружение и снизить влияние импульсных помех, т.к. интервалы независимые, а первичные признаки представляют собой последовательность нулей и единиц, независимо от уровня помехи. При этом логическое устройство « n из K » обнаружителя подсчитывает число единиц i в K оборотах. Таким образом, если D_0 – условная вероятность правильного обнаружения превышения первого порога за один оборот, то искомую вероятность D_m можно найти по формуле Бернулли в соответствии с выражением

$$D_m = \sum_{i=n}^K C_K^i \cdot D_0^i \cdot (1 - D_0)^{K-i}, \quad (9)$$

аналогичным образом полная вероятность ложной тревоги определяется уравнением

$$F_m = \sum_{i=n}^K C_K^i \cdot F_0^i \cdot (1 - F_0)^{K-i}, \quad (10)$$

где $C_K^i = \frac{K!}{(K-i)!i!}$ – сочетания: комбинации из K различных элементов по i элементов.

Также при формировании значения угла, соответствующего направлению на ИРИ, можно использовать усредненную совокупность первичных признаков [6], нормированных по амплитуде, и снизить влияние мощных импульсных помех уже на точность пеленгования.

В данном случае необходимо выполнить усреднение логических первичных признаков в "скользящем" угловом секторе, соответствующих искомой фазе в каждом обороте. Тогда наличие помехи, угловое значение которой может сильно отличаться от среднего значения истинного пеленга, на результат усреднения не будет оказывать существенного влияния. Текущее

значение, усредненное в "скользящем" угловом секторе, является пеленгационной характеристикой, местоположение максимума которой соответствует направлению на ИРИ. Для ее формирования угловые значения $\varphi = 0 \dots 2\pi$ за один оборот необходимо представить в дискретном виде $b = 0 \dots (B-1)$, в одном из дискретов при наличии первичного обнаружения, записывается логическая единица $A_b = 1$, а при отсутствии обнаружения во всех дискретных значениях нули. Затем первичные признаки за K оборотов суммируются

$$S_b = \sum_{k=0}^{K-1} A_{b,k},$$

после чего выполняется циклическая свертка в треугольном "окне

на пьедестале", длительность которого выбирается из помеховой ситуации и уровня отношения сигнал/шум. Здесь треугольная форма "окна" со стороной треугольника B_0 выбрана из удобства, чтобы наиболее ярко выделить максимальное значение результата свертки, которая определяется равенством

$$W_b = \frac{1}{B_0} \begin{cases} \sum_{m=0}^{B_0-1} S_{\text{mod}[b-m+B+B_0, B]} \cdot \left(1 + \frac{m}{B_0}\right) & \text{при } 0 \leq m < B_0 \\ \sum_{m=B_0}^{2 \cdot B_0-1} S_{\text{mod}[b-m+B+B_0, B]} \cdot \left(2 - \frac{m-B_0}{B_0}\right) & \text{при } B_0 \leq m < 2 \cdot B_0 \end{cases}, \quad (11)$$

Из-за дискретного характера свертки ее результат имеет "изрезанную" форму с глубокими "провалами", особенно это проявляется на низких частотах и слабых сигналах ИРИ. Чтобы этого избежать, необходимо выполнить "сглаживание" результата свертки, которое выполняется методом усреднения, в интервале M пропорционально параметру "окна" свертки от $1/2$ до $3/4$ его длительности. Тогда пеленгационная характеристика будет определяться тождеством

$$P_b = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} W_{\text{mod}[b-m+B+M/2, B]}. \quad (12)$$

Одновременно с пеленгационной характеристикой формируется адаптивный "порог" обнаружения, который соответствует произведению ее

максимального значения $\max\{P_b\}$ на статистический коэффициент $(1,5 - i/K)$, где i – число первичных признаков обнаружения, а K – количество анализируемых оборотов. Таким образом, обнаружение есть только при $i \geq K/2$. Адаптивный "порог" позволяет результат пеленгационной характеристики от различных ИРИ, работающих в симплексном режиме и излучающих с разных направлений, разрешать их на угловой оси, а также снизить влияние импульсных помех. Это объясняется тем, что общее время анализа T , принятого сигнала, представляет собой непрерывную последовательность K более коротких интервалов времени Δt , в каждом из которых осуществляется полный цикл переключения диполей, и определяются первичные признаки обнаружений. При наличии в общем времени анализа T мощной импульсной помехи, время действия которой много меньше общего время $t_{\text{пом.}} \ll T$, также формируются первичные признаки обнаружений. При этом на интервале действия импульсной помехи, независимо от наличия пеленгуемого сигнала ИРИ, первичные признаки на угловой оси сосредоточены с направления этой помехи, т.к. её уровень много больше пеленгуемого сигнала, а остальные первичные признаки сосредоточены с направления ИРИ. Учитывая, что первичные признаки единичные, а их количество от ИРИ много больше количества от импульсной помехи, то при их угловом разрешении адаптивный "порог" выделит только результат накопления первичных признаков от ИРИ. Если импульсная помеха действует с направления близкого направлению ИРИ, и на угловой оси они не разрешаются, то ошибка будет минимальной, т.к. её вклад в общее накопление незначительное.

3.2 Повышение частотной избирательности дифференциально-фазового радиопеленгатора с одновременно переключаемыми диполями

Радиопеленгатор, как правило, работает в частотном диапазоне радиостанций и определяет направление на ИРИ всех излучающих ими сигналов независимо от установленного режима модуляции, с учетом сетки частот, в которой обеспечивается частотная избирательность.

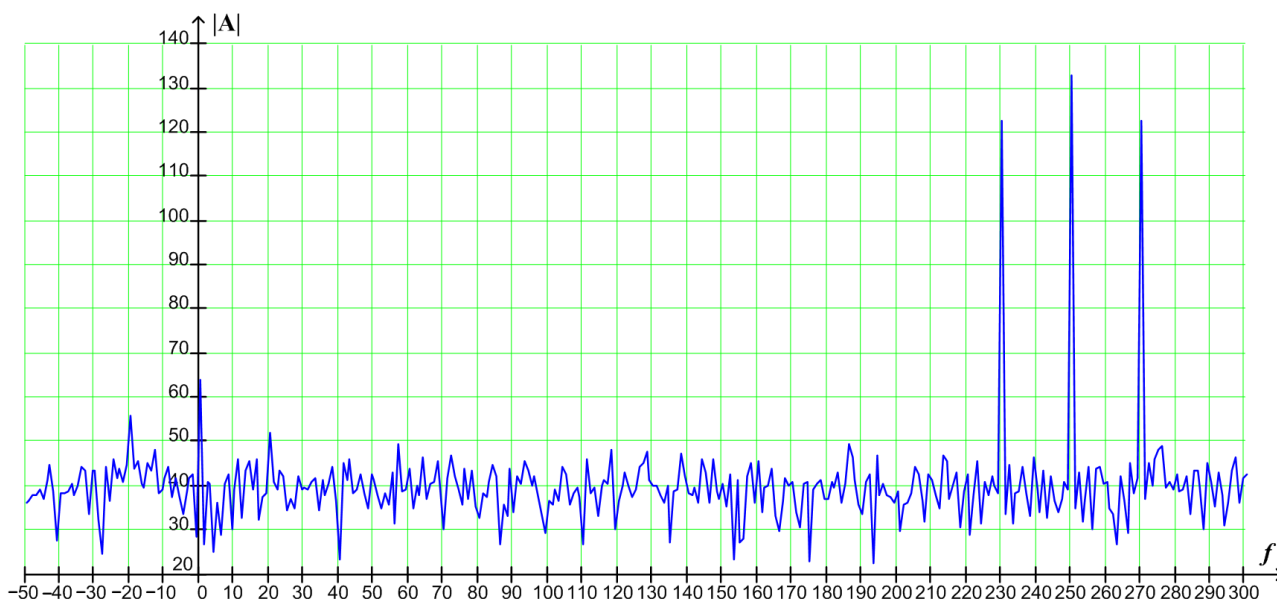


Рис. 2. Модуль спектральной характеристики в (дБ) логарифмическом масштабе двух АМ сигналов, при этом второй сигнал отстроен от первого на 25 кГц и превышает его на 70 дБ (дискрет $\Delta k = 100$ Гц).

В приемном канале любой радиостанции это обеспечивается полосовым фильтром с хорошим подавлением сигналов, отстроенных от основной (принимаемой) частоты. Так, например, на рисунке 2 показан спектр двух амплитудно-модулированных ИРИ работающих на близких частотах, причем мешающий сигнал мощнее полезного на 70 дБ и отстроен от него на 25 кГц.

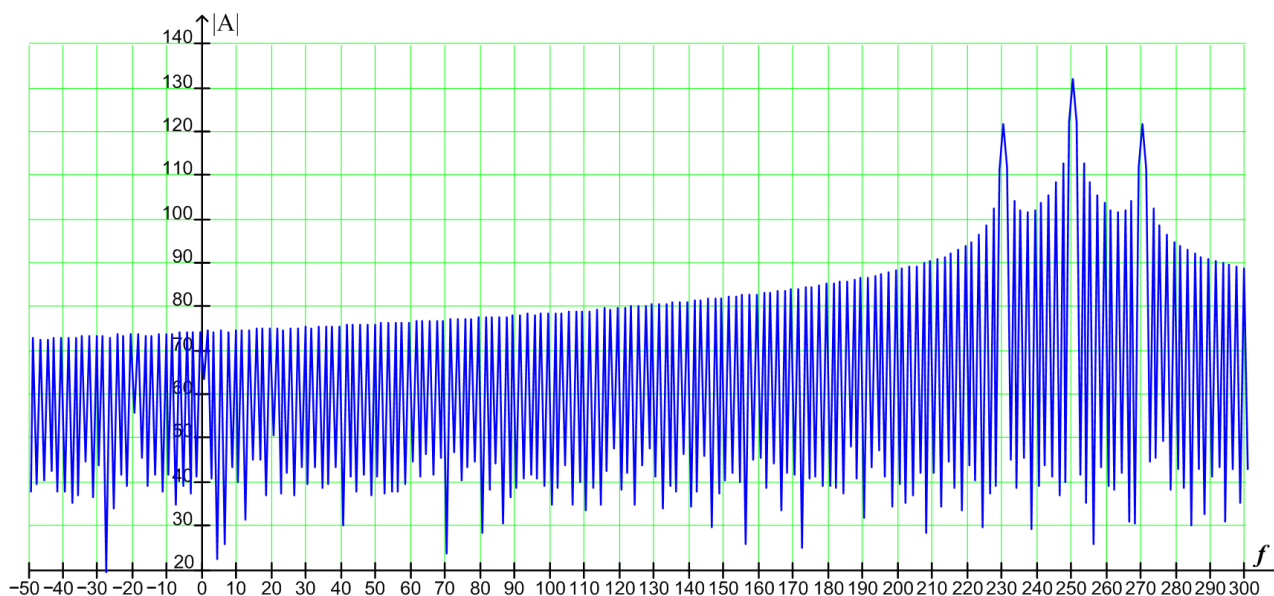


Рис. 3. Модуль спектральной характеристики после циклического переключения диполей.

В каналах мобильного пеленгатора сигналы формируются методом циклического переключения диполей, это приводит к тому, что спектр принимаемого сигнала становится линейчатым и расширяется [7], рисунок 3.

Из рисунка видно, что спектральные составляющие линейчатого спектра от отстроенного по частоте сигнала проникли в полосу полезного сигнала и значительно его превышают, поэтому с помощью только полосовой фильтрации выделить полезный сигнал в данном случае не представляется возможным.

Эти составляющие, после фильтрации полезного сигнала, во временной области называются коммутационными импульсами, причиной возникновения которых является наличие отстроенного по частоте сигнала и переключение диполей. После фильтрации они становятся явными, и на временной оси в квадратурном виде близки к функции $\sin(x)/x$, как показано на рисунке 4. Причем при фильтрации в более узкой полосе, центральный лепесток этой функции расширяется, а боковые лепестки снижаются. Эта зависимость

определяется базой $D = \Delta f \cdot T = \frac{T}{\Delta t}$, где: T – длительность сигнала, считываемого непрерывно с одного диполя, а Δf – полоса фильтра.

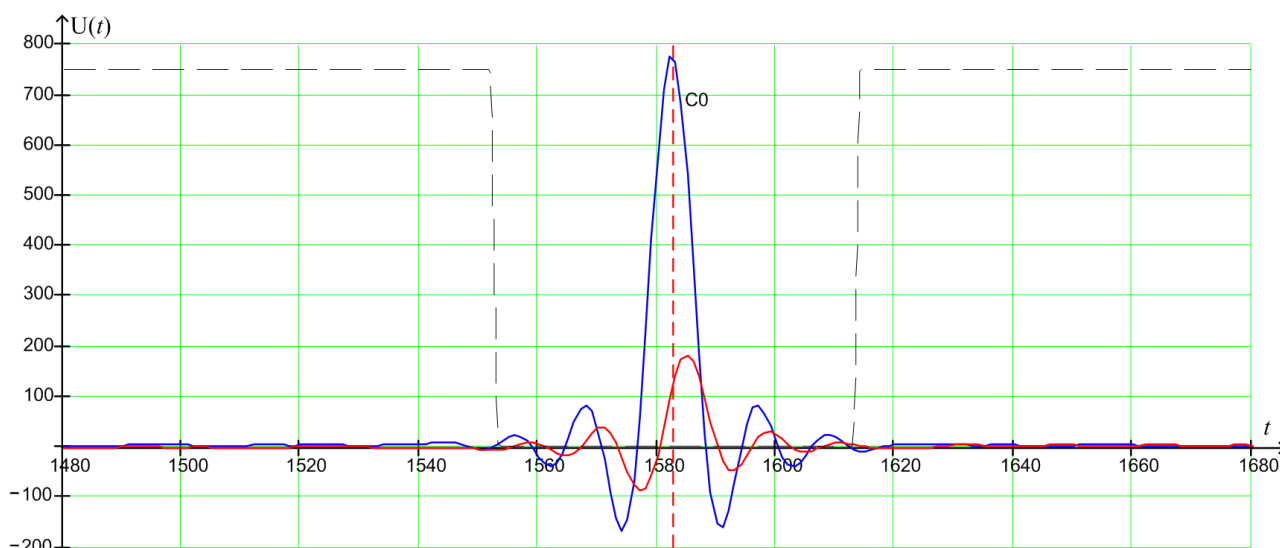


Рис. 4. Коммутационный импульс: косинусная составляющая (красная линия), синусная составляющая (синяя линия) и импульс бланкирования (пунктирная линия) для полосы 17 кГц с интервалом дискретизации $\Delta n p = 10$ мкс.

После бланкирования коммутационных импульсов, действующих синхронно с переключением диполей, спектр сигнала будет уже, как показано на рисунке 5.

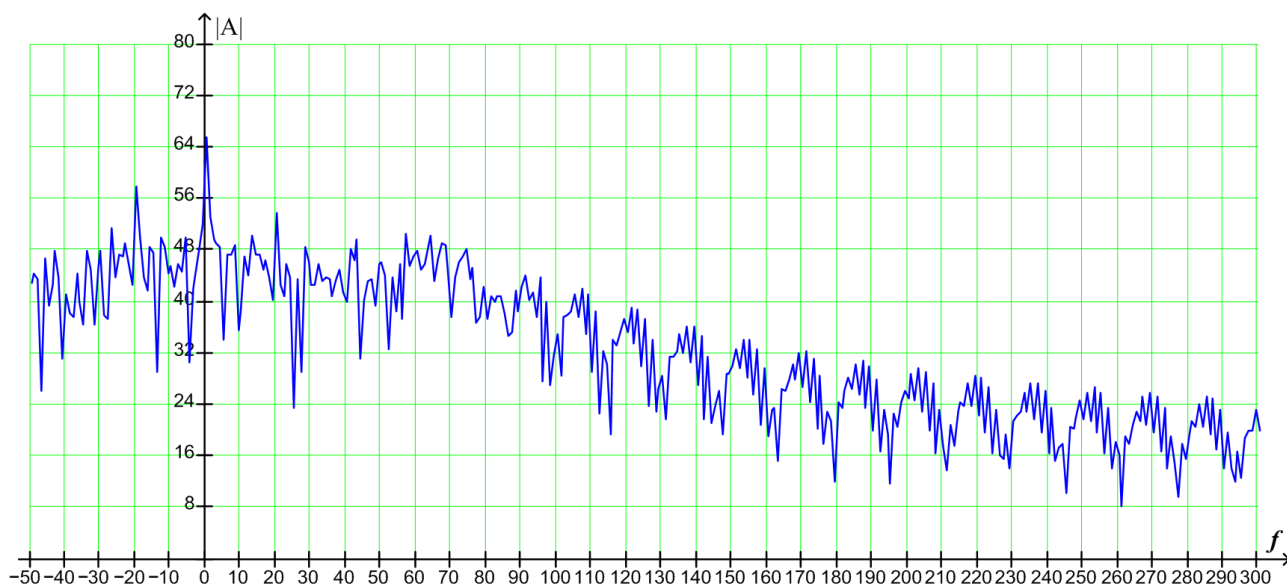


Рис. 5. Модуль спектральной характеристики после бланкирования коммутационных импульсов.

На этом рисунке спектр полезного сигнала уже преобладает над всеми другими составляющими, при этом, если сравнить спектр до и после бланкирования, то видно, что его мощность практически не изменилась, а значит, можно определить направление ИРИ без дополнительных потерь.

3.3 Компенсация угловых погрешностей, обусловленных отклонением антенны М-АРП от плоскости радиопеленгования

Если антенну, которая представляет собой набор равномерно расположенных по окружности диполей, наклонить относительно плоскости пеленгования, то ее проекция на эту плоскость принимает форму эллипса. В зависимости от угла наклона отношение между полуосями этого эллипса меняется, т.е. чем больше наклон, тем больше деформируется проекция окружности. Поэтому фазовые соотношения сигналов, считанных с диполей, меняются, а пеленгационная характеристика искажается. Смысл искажений можно пояснить, используя простые геометрические закономерности, представленные на рисунке 6.

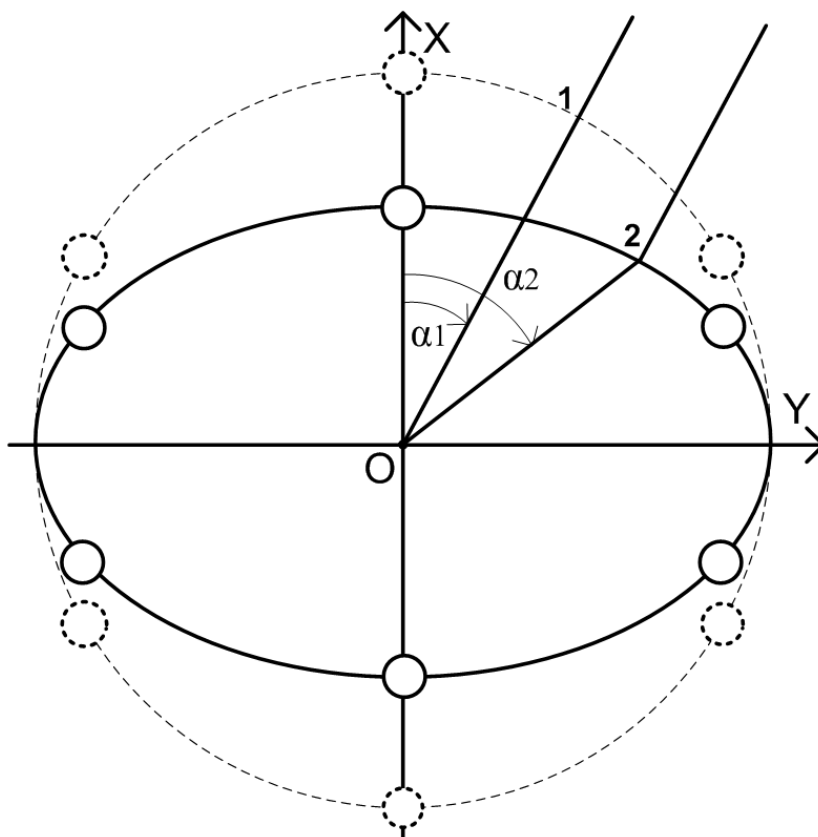


Рис. 6. Направление на ИРИ, излучаемая волна которого перпендикулярно дуге измерения, α_1 – для окружности и α_2 – для эллипса.

Из этого рисунка видно, что если с направления α_1 падает от ИРИ плоская волна, то для окружности в точке 1 это направление перпендикулярно окружности. Это же направление перпендикулярно эллипсу в точке 2, поэтому, если из точки 2 в центр провести прямую линию, то она уже с вертикальной линией начала отсчета составит угол α_2 . Разница $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$ и есть искажение измеренного значения пеленга, которое зависит от наклона антенны и направления на ИРИ.

Нетрудно догадаться, что функция искажений является периодической и зависит от направления на ИРИ. Эта зависимость, без учета поворота полуосей эллипса относительно курса, т.е. направление наклона антенны, совпадает с началом отсчета пеленга, представлена графически на рисунке 7. На этом графике представлены пять кривых для разных углов наклона с шагом 12° .

Поэтому, если знать ориентацию носителя относительно плоскости пеленгования, на котором установлена антенна радиопеленгатора, то погрешности данного типа всегда можно компенсировать [8]. Информация об ориентации, как правило, имеется на борту воздушного судна, либо ее можно получить с помощью специальных датчиков.

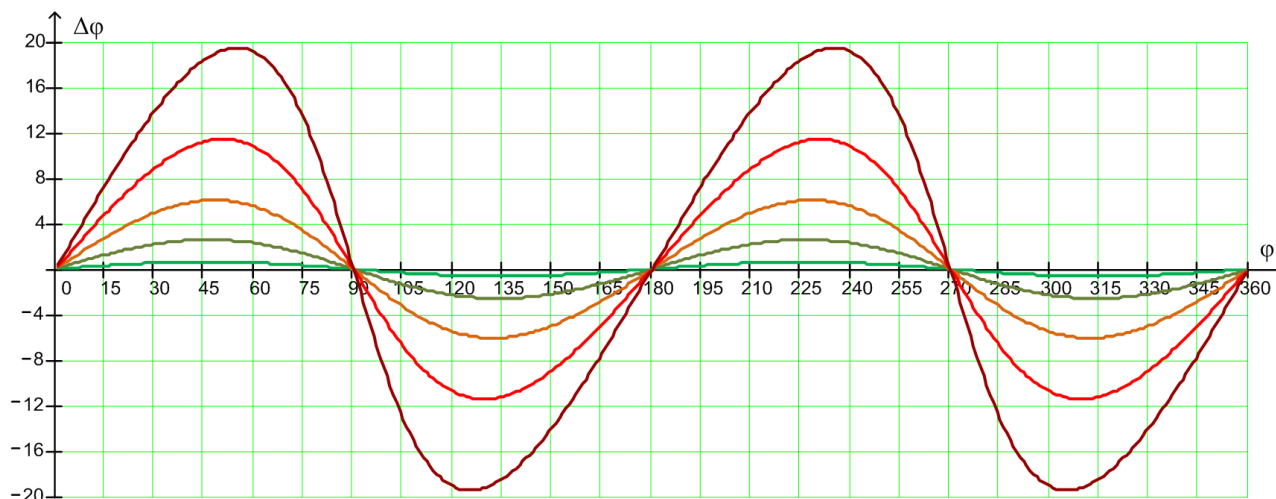


Рис. 7. Зависимость ошибки углового смещения от углового положения ИРИ относительно курса и наклона антенны.

На рисунке 8 показана зависимость угла φ в направлении эллипса относительно курса и угла поворота β , преобразования координат от углов тангажа ϑ и крена γ .

ϑ – *Тангаж*, это угол между продольной осью ВС и местной горизонтальной плоскостью. Угол тангажа положителен, когда продольная ось находится выше горизонтальной плоскости. На рисунке 8 это поворот осей $X \rightarrow X'$ и $Z \rightarrow Z'$, вокруг оси Y .

γ – *Крен*, это угол между поперечной осью OZ'' (симметрии ВС) и осью OZ , нормальной системы координат. Угол крена положителен при наклоне ВС вправо. Он связан с углом β , который на рисунке 8 определен как поворот осей $Z' \rightarrow Z''$ и $Y \rightarrow Y''$, вокруг оси X' .

Поэтому истинное направление на ИРИ, с учетом поправки, связанной с наклоном антенны, определяется выражением

$$\alpha_o = a \tan 2[\cos(\alpha - \varphi), \cos(\gamma) \cdot \sin(\alpha - \varphi)] + \varphi, \quad (13)$$

где: α – направление на ИРИ относительно курса, определенного с ошибкой из-за наклона антенны;

$\varphi = \pi - \arccos(\operatorname{tg}(\vartheta) \cdot \operatorname{ctg}(\gamma))$ – поворот малой оси эллипса относительно курса.

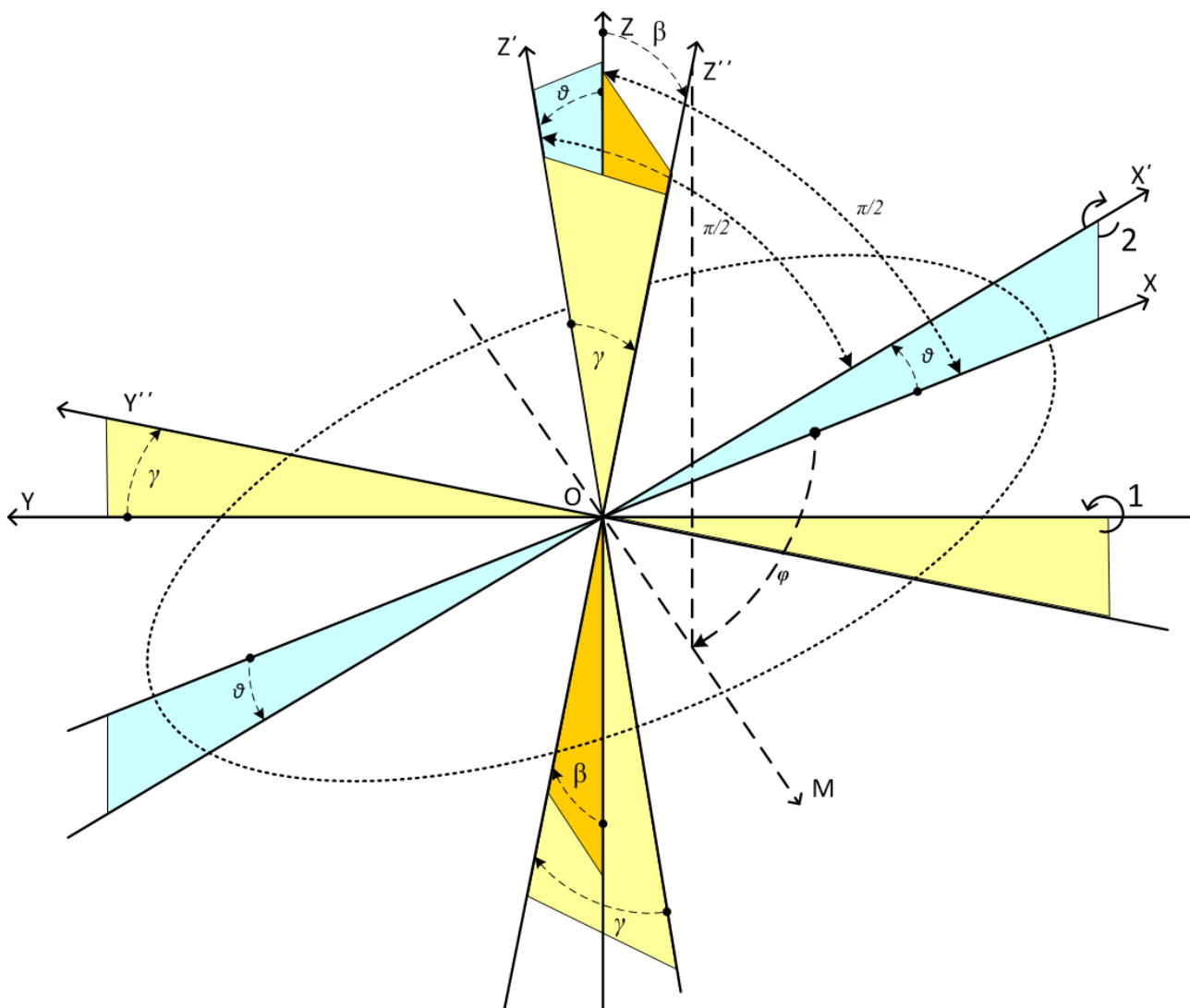


Рис. 8 Графическое представление зависимости угла φ малой оси эллипса относительно курса и угла поворота β осей $Z' \rightarrow Z''$ и $Y \rightarrow Y''$, вокруг оси X' , от углов тангажа ϑ и крена γ .

3.4 Компенсация угловых погрешностей, обусловленных переотраженными сигналами от конструкций носителя

Антенна стационарного радиопеленгатора, как правило, устанавливается вдали от мешающих предметов, чтобы исключить искажения, обусловленные переотражением сигналов. Для М-АРП эта задача практически невыполнима, т.к. место установки антенны ограничено, а мешающие элементы конструкции носителя являются его неотъемлемой частью: шасси, плоскости, рули и пр.

Действительно, если от ИРИ с направления α падает плоская волна, а два отражателя расположены в направлениях β_1 и β_2 на расстояниях L_1 и L_2 соответственно от центра антенны, тогда фазы в момент достижения плоской волной отражателей можно записать в следующем виде $\Psi_1 = \frac{2\pi \cdot L_1}{\lambda} \cos(\beta_1 - \alpha)$ и $\Psi_2 = \frac{2\pi \cdot L_2}{\lambda} \cos(\beta_2 - \alpha)$ соответственно. При этом, если расстояния L_1 и L_2 много больше радиуса антенны, то отраженные от них волны тоже можно считать плоскими. Поэтому от ИРИ фазовые "набеги" для N диполей можно обозначить $\Delta\varphi(\alpha)_1 \dots \Delta\varphi(\alpha)_N$, от первого отражателя $\Delta\vartheta_1(\beta_1)_1 \dots \Delta\vartheta_1(\beta_1)_N$, а от второго, соответственно $\Delta\vartheta_2(\beta_2)_1 \dots \Delta\vartheta_2(\beta_2)_N$. Таким образом, на каждом диполе будут присутствовать три волны, каждую из которых в квадратурном виде можно записать с учетом фазовых "набегов" и начальных фаз

$$\begin{cases} d_0(\alpha) = \cos(\Delta\varphi(\alpha)) + j \cdot \sin(\Delta\varphi(\alpha)) \\ d_1(\beta_1) = \cos(\Delta\vartheta_1(\beta_1) + \Psi_1) + j \cdot \sin(\Delta\vartheta_1(\beta_1) + \Psi_1) \\ d_2(\beta_2) = \cos(\Delta\vartheta_2(\beta_2) + \Psi_2) + j \cdot \sin(\Delta\vartheta_2(\beta_2) + \Psi_2) \end{cases} \quad (14)$$

Их сумма, с учетом равенства падающей волны, отраженной с противоположным знаком, и соответствующих коэффициентов отражений k_1 и k_2 , может быть представлена тождеством

$$D(\alpha, \beta_1, \beta_2) = d_0(\alpha) - k_1 \cdot d_1(\beta_1) - k_2 \cdot d_2(\beta_2). \quad (15)$$

В данном случае рассматривается упрощенная ситуация, с двумя явно выраженными отражателями, в действительности их может быть сколько угодно, и они могут быть расположены произвольно относительно антенны. Поэтому из-за большого количества неопределенных факторов, влияющих на данные искажения, их аналитическую зависимость с заданной точностью невозможно установить. В данном случае наиболее приемлемым является метод калибровки пеленгационной характеристики [9]. Суть этого метода заключается в фиксации измеренных значений с известных направлений, определение характеристики погрешностей, методом экстраполяции по фиксированным точкам, обусловленных переотражением сигналов, и коррекции измеренного пеленга ИРИ, используя экстраполируемые значения.

Пусть каждый из отражателей относительно курса, антенны пеленгатора, расположен на углах $\beta_1 = 59^\circ$ и $\beta_2 = 132^\circ$ с удалением от антенны пропорционально ее радиусу $L_1 = 5 \times R$ и $L_2 = 7 \times R$ соответственно и коэффициентами переотражения $k_1 = 0,27$ и $k_2 = 0,18$.

Будем фиксировать значения измеренных пеленгов на частоте 158,6 МГц с 12-ти известных направлений, равномерно расположенных по окружности через 30° . Результат моделирования представлен в таблице 1 и на рисунке 9.

Таблица 1. 12 калибровочных значений через 30° .

0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
1,92°	25,92°	58,08°	90,72°	124,32°	164,28°	179,04°	214,56°	243,84°	268,32°	293,76°	314,4°

Здесь, на оси абсцисс, указаны истинные направления ИРИ, а на оси ординат - измеренные значения, причем 12-ть табличных значений находятся на экстраполированной кривой (пунктирная линия), определенной с помощью кубической сплайн интерполяции.

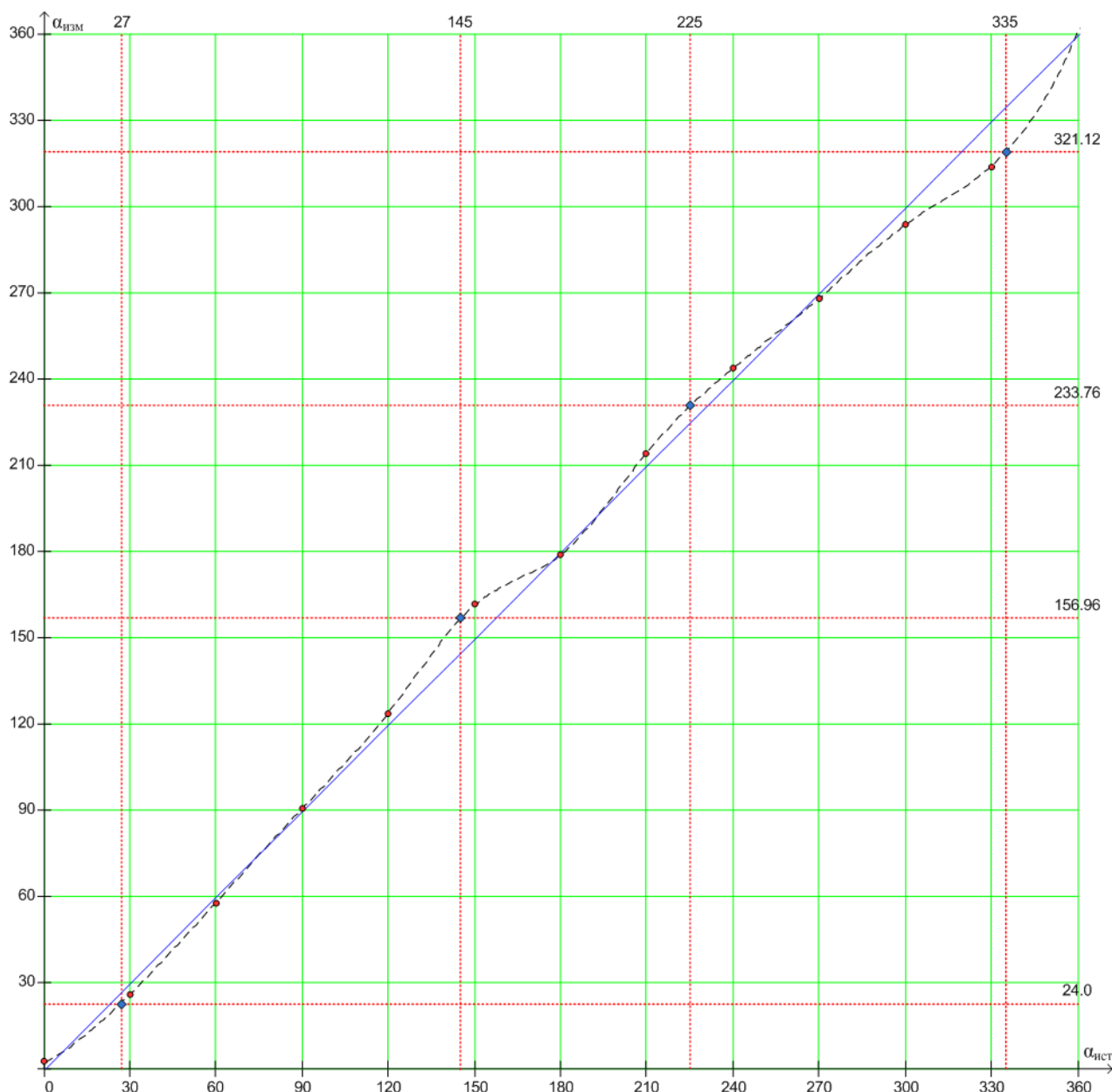


Рис. 9. Пунктирная линия – экстраполированная характеристика погрешностей, 12-ть красных точек – калибровочные значения через 30° (см. табл. 1), 4-е ромбические синие значка – произвольные значения с максимальным отклонением, выбранные для проверки алгоритма компенсации при моделировании.

4. Результаты моделирования

Моделирование обработки сигналов ИРИ и определение их направления в М-АРП выполнялось в среде Mathcad с обязательным синтезом пеленгуемых сигналов на различных фиксированных радиочастотах (ФРЧ) с амплитудной модуляцией и шумами тракта. Характеристики мешающих ФРЧ в соседних

частотных каналах, импульсные помехи и отраженные сигналы от конструкций носителя, а также влияние ориентации антенны М-АРП на фазовые характеристики пеленгатора, задавались из условий, максимально приближенных к реальной ситуации.

Характеристики импульсной помехи пеленгуемого и мешающего сигналов, задавались в полосе входных шумов 300 кГц. Это позволило выполнить все проверки с учетом шумов.

4.1 Результаты моделирования обработки сигналов ИРИ и точность определения их направления

Проверка результатов пеленгования ИРИ с направления 180° на частоте 100 МГц с амплитудной модуляцией, при этом частота модуляции задана 2 кГц, коэффициент модуляции 0,6, а полоса пеленгуемого сигнала 5,6 кГц. Полоса входных шумов задана 300 кГц, а уровень пеленгуемого сигнала - ниже этих входных шумов на 16 дБ. Причем, моделирование осуществлялось для цифровой обработки, соответственно сигма входных шумов устанавливалась на уровне $\sigma = 3/2$ кванта, поэтому уровень пеленгуемого сигнала для данного случая менее $3/12$ кванта, который после фильтрации и оптимальной обработки уверенно обнаруживается и определяется его направление с заданной точностью.

Радиус антенны задан $R = 14,5$ см, период переключения диполей 30 мс, время анализа выбрано 0,9 с, т.е. 30 оборотов антенны. При этом $B = 750$, т.е. интервал дискретизации соответствует $0,48^\circ$, а информация считывается с двух противоположных диполей, т.к. при заданной ФРЧ (100 МГц) расстояние между противоположными диполями обеспечивает максимальную точность, а фазовая неоднозначность исключена. Для определения СКО необходимая статистика обеспечивалась 10-ти кратным повторением результатов пеленгования, при равных условиях, значения которых зафиксированы в таблице 2.

Результат пеленгования одного из вариантов, на интервале 270 ... 450 (129,6° ... 216°) представлен на рисунке 10.

Таблица 2. 10 результатов отклонений измеренных направлений от истинного значения, где: n – номер измерения; $\Delta\alpha$ – отклонение от истинного значения; i/K – число первичных обнаружений за 30 интервалов (оборотов).

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta\alpha$	-0,48	4,32	8,64	3,36	-0,48	12	12,48	-1,92	6,24	-3,36
i/K	21/30	23/30	22/30	22/30	21/30	23/30	23/30	25/30	22/30	21/30

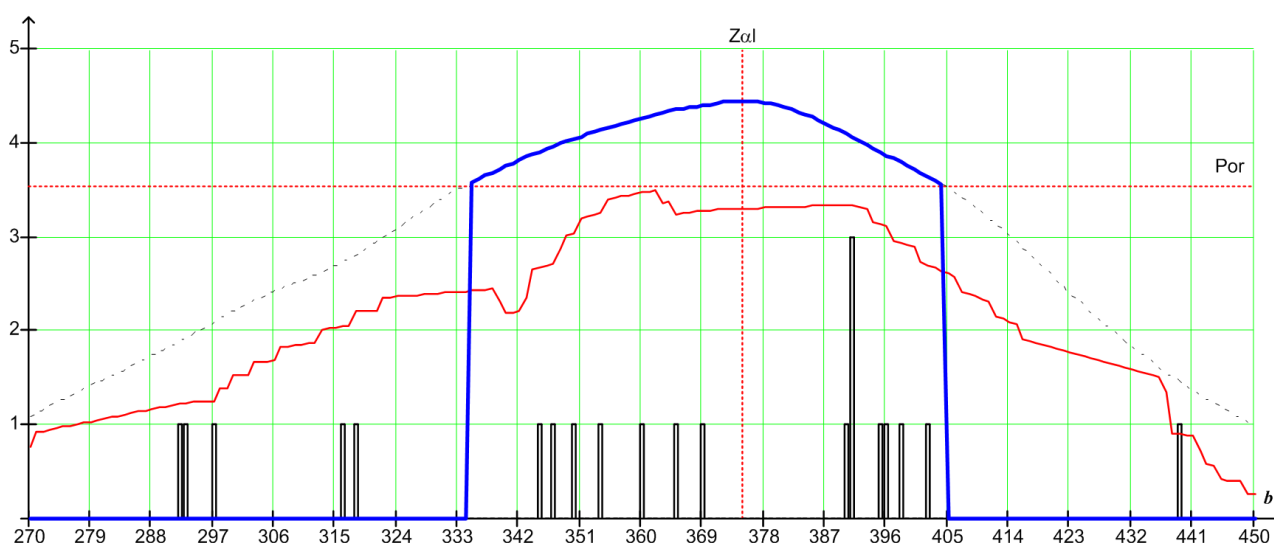


Рис. 10. Вертикальные импульсы – сумма первичных признаков за 30 оборотов, красная кривая – результат свертки, пунктирная линия – пеленгационная характеристика, и синяя линия – выделенная часть после обнаружения (Por), ее максимальное значение соответствует искомому пеленгу (ZaI).

Из этого рисунка следует, что статистически распределенные логические признаки первичных обнаружений на угловой оси сгруппированы в направление ИРИ. Результат их свертки, в соответствии с выражением (11), преобразует статистическое распределение к пеленгационной характеристике, а ее "сглаживание", в соответствии с выражением (12), обеспечивает монотонность данной функции, причем максимальное значение на угловой оси стремится к истинному значению пеленга. При этом статистические данные участвуют в формировании адаптивного "порога" (Por), с помощью которого

ограничивается массив данных, в котором определяется максимальное значение, соответствующее измеренному пеленгу на угловой оси.

В результате моделирования СКО, с учетом полученных значений, определяется тождеством

$$\sigma_{\text{СКО}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (\Delta\alpha_n)^2}{N}} \cong 6,8^\circ. \quad (16)$$

При этом, в соответствии с выражением (6), для заданных характеристик пеленгуемого сигнала ($\lambda = 300$ см) с уровнем минус 16 дБ относительно входных шумов, в полосе 300 кГц и конструктивных особенностей М-АРП ($R = 14,5$ см и $\beta = \pi$), с периодом переключения диполей 0,03 с, данное уравнение преобразуется к виду,

$$\sigma_g = \frac{\lambda}{4\pi \cdot q \cdot R} = \frac{300}{4\pi \cdot q \cdot 14,5}. \quad (17)$$

Причем $\sigma_g = \sigma_{\text{СКО}}/180^\circ \approx 0,038$, поэтому $q \approx 43,4$, откуда отношение сигнал/шум $q^2 \approx 1885,4$ или 65,5 дБ.

При моделировании в полосе шумов 300 кГц, с периодом переключения диполей 0,03 с и ослаблением сигнала на 16 дБ, значение этого же параметра будет $q^2 = 300000 \times 0,03 \times 10^{-16/20} \approx 1426,4$ или 63,1 дБ, которое с высокой точностью совпадает с предыдущим значением, определенным теоретически.

4.2 Результаты моделирования пеленгации ИРИ при наличии в соседнем частотном канале мощного мешающего ИРИ

Проверка результатов пеленгования ИРИ с направления 288° на частоте 350 МГц с амплитудной модуляцией, частота модуляции задана 2 кГц, коэффициент модуляции 0,6, а полоса пеленгуемого сигнала 17 кГц. Уровень пеленгуемого сигнала совпадает с уровнем входных шумов. При этом мешающий ИРИ расположен в направлении 180° с частотой излучения 350,025

МГц и таким же законом модуляции, но уровень мешающего сигнала в первом случае выше входных шумов на 70 дБ, а втором уже на 80 дБ.

Конструктивные параметры пеленгатора такие же, как и в первом эксперименте. Информация также считывается с двух диполей, но угловое расстояние между диполями 120° , т.к. при заданной частоте (350 МГц) этот угол обеспечивает максимальную точность. В момент переключения диполей также формируется импульс бланкирования длительностью 0,6 мс, который не пропускает коммутационные импульсы (см. рисунок 4). Результат пеленгования ИРИ, при наличии мешающего сигнала в соседнем частотном канале, превышающем пеленгуемый сигнал на 70 дБ, представлен на рисунке 11.

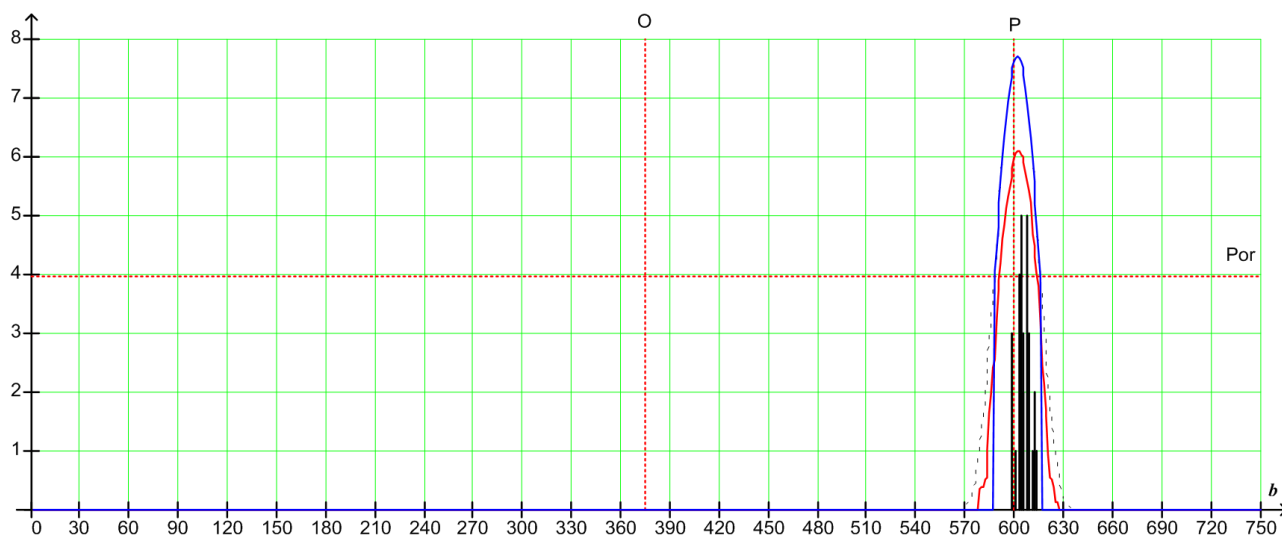


Рис. 11. Вертикальные импульсы – сумма первичных признаков, красная кривая – результат свертки, пунктирная кривая – пеленгационная характеристика, синяя – выделенная часть после обнаружения (P_{or}), красные пунктирные линии: O – направление отстроенного ИРИ, P – направление пеленгуемого ИРИ.

На этом рисунке мощный ИРИ в соседнем частотном канале с направления $O = 180^\circ$ не обнаруживается, а направление пеленгуемого ИРИ измерено с ошибкой $0,48^\circ$.

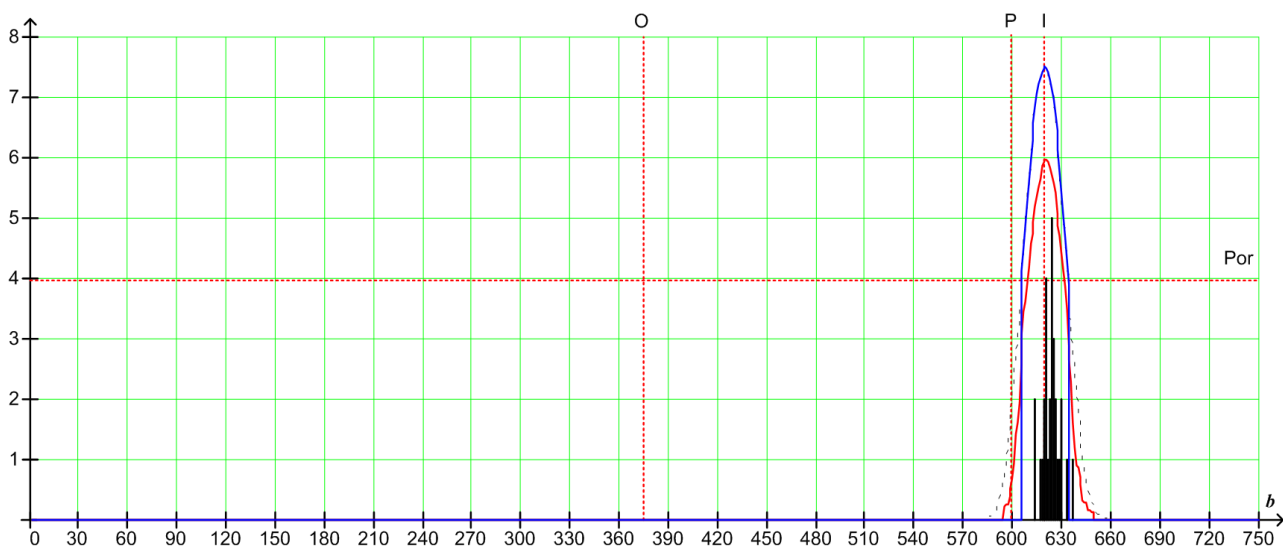


Рис. 12 Вертикальные импульсы – сумма первичных признаков, красная кривая – результат свертки, пунктирная кривая – пеленгационная характеристика, синяя – выделенная часть после обнаружения (P_{or}), красные пунктирные линии, направления ИРИ: O – отброшенного, P – пеленгуемого и I – измеренного.

Результат пеленгования ИРИ при наличии мешающего сигнала в соседнем частотном канале, превышающем пеленгуемый сигнал уже на 80 дБ, представлен на рисунке 12. На этом рисунке видно, что мощный ИРИ в соседнем частотном канале с направления $O = 180^\circ$ также не обнаруживается, а направление пеленгуемого ИРИ измерено уже с ошибкой $9,12^\circ$. Это объясняется тем, что импульс бланкирования не пропускает только центральный лепесток с ближайшими боковыми лепестками коммутационного импульса, а дальние боковые лепестки оказывают слабое влияние на результат измерения, но при увеличении мощности мешающего ИРИ, боковые лепестки коммутационного импульса также увеличиваются, поэтому и ошибка измерения увеличивается.

4.3 Результаты моделирования пеленгации ИРИ при наличии в частотном канале мощной импульсной помехи

Проверка результатов пеленгования ИРИ с направления 180° на частоте 250 МГц. Уровень пеленгуемого сигнала на протяжении всего интервала анализа за 30-ть интервалов (оборотов) совпадает с уровнем входных шумов.

При этом импульсная помеха на длительности двух интервалов (оборотов) превышает шумы на 70 дБ и действует с направления 288°. Результат пеленгования ИРИ при наличии мощной импульсной помехи на частоте сигнала представлен на рисунке 13

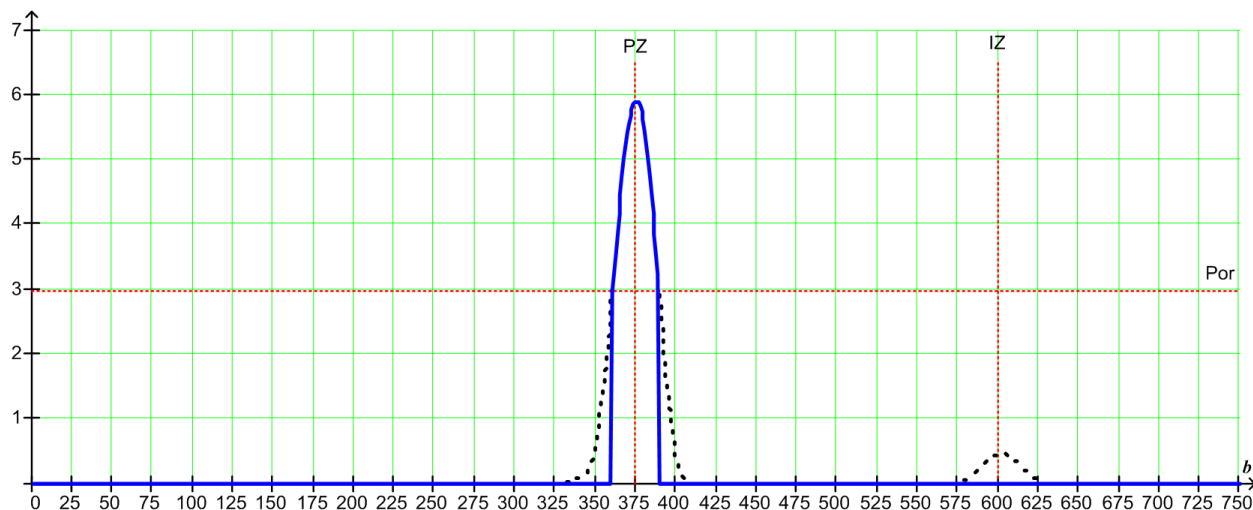


Рис. 13. Вертикальные красные пунктирные линии, направления ИРИ: PZ – пеленгуемого сигнала и IP – импульсной помехи, синяя – выделенная часть после обнаружения (Por), пунктирная часть кривой ниже обнаружения (Por).

Из этого рисунка видно, что пеленгуемый сигнал уверенно обнаруживается, а его направление определяется без ошибки. При этом первичных обнаружений с направления в окрестности 180° зафиксировано 28, а с направления 288° зафиксировано 2 первичных обнаружения, но импульсная помеха не обнаруживается, хотя по мощности она превышает полезный сигнал на интервале анализа более чем на 23,2 дБ.

4.4 Результаты моделирования коррекции определенных направлений ИРИ при известном наклоне антенны М-АРП относительно плоскости пеленгования

Проверка результатов коррекции определенных направлений двух ИРИ, работающих в симплексном режиме на частоте 450 МГц. Причем на интервале 0,45 с (1 – 15 оборотов) первый ИРИ работает в режиме передачи с направления 120°, а второй ИРИ – в режиме приема, на интервале 0,45 с (16 – 30 оборотов). В режиме передачи работает второй ИРИ с направления 240°, а первый ИРИ – в режиме приема. Уровень пеленгуемых сигналов от каждого ИРИ превышает

шумы на 10 дБ. Конструктивные параметры пеленгатора такие же, как и в предыдущих экспериментах. Информация также считывается с двух диполей, но угловое расстояние между диполями 60° , т.к. при заданной частоте (450 МГц) этот угол обеспечивает максимальную точность, а угол наклона антенны 48° .

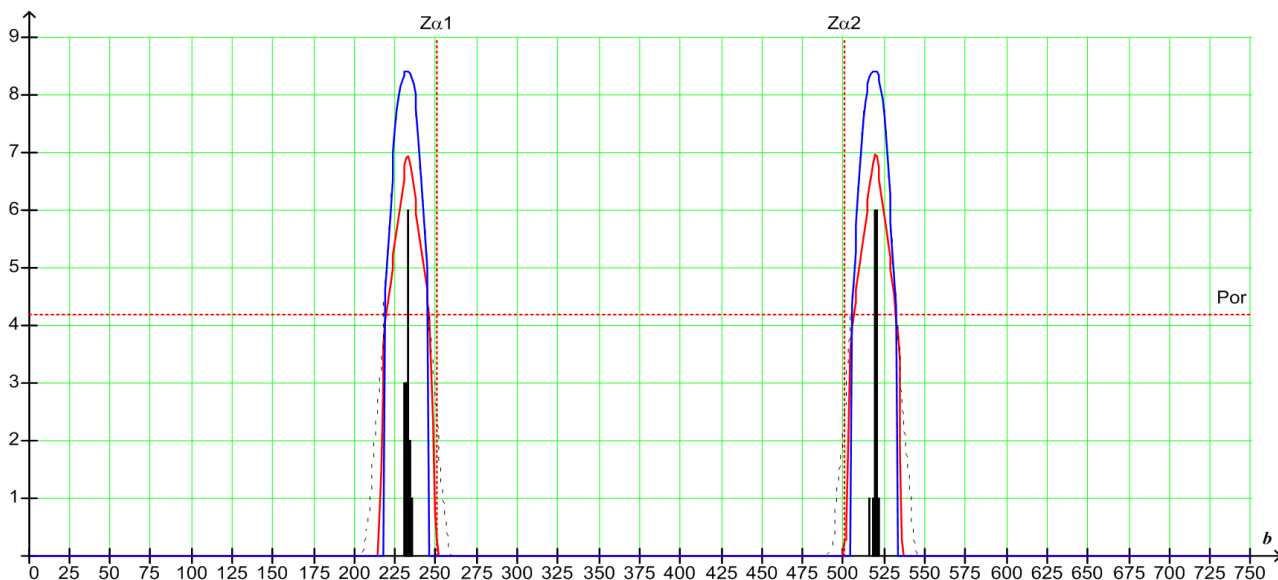


Рис. 14. Вертикальные пунктирные линии: $Z_{\alpha 1}$ – истинное направление 1-ого ИРИ, $Z_{\alpha 2}$ – истинное направление 2-ого ИРИ.

Из этого рисунка видно, что истинные направления 1-ого ИРИ 120° , а 2-го ИРИ 240° , но в результате наклона антенны определены с направлений $110,88^\circ$ и $268,64^\circ$ соответственно. Ошибки пеленгования при этом составляют минус $9,12^\circ$ и плюс $8,64^\circ$. В результате коррекции определенных направлений, используя выражение (13), значения направлений будут: 1-ого ИРИ $119,69^\circ$, а 2-го ИРИ $239,69^\circ$, при этом ошибки пеленгования составляют минус $0,31^\circ$, менее углового дискрета $0,48^\circ$.

Следует также отметить, что при данном способе формирования пеленгационной характеристики методом углового усреднения логических признаков обнаружений, не возникает ошибок, обусловленных переключением абонентов (ИРИ) с приема на передачу и наоборот. При этом всегда будет определено истинное направление ИРИ, работающего на передачу, или обоих ИРИ, если они разрешаются по углу как в данном случае.

4.5 Результаты моделирования коррекции определенного направления ИРИ при наличии переотраженных сигналов от близко расположенных отражателей

Проверка результатов коррекции определенных с наиболее искаженных переотраженными сигналами 4-х направлений: 27° , 145° , 225° и 335° (см. рисунок 9, пунктирная линия), которые в результате пеленгации имеют значения: 24° , $156,96^\circ$, $233,76^\circ$ и $321,12^\circ$, при этом ошибки пеленгования для этих искажений: -3° , $+11,96^\circ$, $+8,76^\circ$ и $-13,88^\circ$ соответственно. Коррекция осуществляется методом сравнения определенного значения $\alpha_{\text{изм}}$ с аппроксимированной характеристикой (пунктирная линия), которой в точке пересечения однозначно соответствует значение $\alpha_{\text{ист}}$.

После коррекции результаты пеленгования имеют значения: $28,32^\circ$, $145,44^\circ$, $228,48^\circ$ и $336,96^\circ$, при этом ошибки будут: $+1,32^\circ$, $+0,44^\circ$, $+3,48^\circ$ и $+1,96^\circ$ соответственно.

5. Выводы

Предложен статистический способ формирования пеленгационной характеристики, нечувствительный к воздействию импульсных помех, позволяющий пеленговать одновременно два ИРИ, обменивающихся информацией в симплексном режиме, с одновременным улучшением характеристик обнаружения.

Показан метод повышения частотной избирательности квазидоплеровского радиопеленгатора методом бланкирования коммутационных импульсов, позволяющий исключить спектральные составляющие линейчатого спектра, отстроенного по частоте сигнала из полосы полезного сигнала.

Определена зависимость ошибок пеленгования от ориентации антенны относительно плоскости пеленгования и показан способ их компенсации.

Исследовано влияние переотраженных сигналов от близко расположенных отражателей на точность пеленгования, и показан метод

коррекции результатов определенного направления с помощью калибровочных коэффициентов.

Литература

1. Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., М.И. Рогаткин М.И. Радиопеленгация. М.: Воениздат 1966 г. 248 с.
2. Кукес И. С., Старик М.Е. Основы радиопеленгации. - М., Издательство «Советское радио», 1964, с. 510.
3. Монаков А.А. Теоретические основы радионавигации: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2002. 70 с.: ил.
4. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А.С. Саидов, А.Р. Тагилаев, Н.М. Алиев, Г.К. Асланов – М.: Радио и связь, 1997. 160 с.: ил.
5. Радиолокационные системы [Электронный ресурс]: учебник /В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин и др.; под общ. ред. В. П. Бердышева ; разработ.: Центр обучающих систем ИнТК СФУ. – Версия 1.0. – Электрон. дан. (4 Мб). – Красноярск: СФУ, 2012. Режим доступа: http://vii.sfu-kras.ru/images/libs/Radiolokacionnye_sistemy_SFU_elektronnyy_resurs.pdf
6. Способ определения пеленга и устройство для его осуществления: пат. 2520074 Рос. Федерация: МПК G01S 3/02 / В.С. Щербаков; заявитель и патентообладатель ООО «НПП «ПРИМА» – № 2012152029/07; заявл. 04.12.2012; опубл. 20.06.2014 Бюл. № 17.
7. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719, [1] с.: ил.
8. Способ определения пеленга и устройство для его осуществления: пат. 2565067 Рос. Федерация: МПК G01S 3/02 / В.С. Щербаков; заявитель и патентообладатель ООО «НПП «АВИОКОМ» – № 2014125387/07; заявл. 23.06.2014; опубл. 20.10.2015 Бюл. № 29.

9. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства /Под ред. А.М. Рембовского. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с.: ил.

Для цитирования:

А. В. Щербаков, В. С. Щербаков. Влияние на точность радиопеленгации мешающих факторов и методы их компенсации. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun18/4/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.6.4