

УДК 621.396.969.1

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ДОПЛЕРОВСКИЙ ПЕЛЕНГАТОР

А. Г. Сорочан

Доктор технических наук, доцент, профессор
Кафедра радиотехники и технической защиты информации

Донецкий национальный технический университет
ул. Артема, 58, г. Донецк, Украина, 83001
E-mail: Sorochan_kpm@mail.ru

Д. А. Добряк

Кандидат физико-математических наук, инженер*
E-mail: dima_dba@mail.ru

О. А. Добряк

Кандидат физико-математических наук, инженер*
*Samsung Ukraine Research & Development Centre (SURC)

Бизнес центр «101 Tower»
ул. Льва Толстого, 57, г. Киев, Украина, 01032

Розглядається доплеровський метод пеленгації. Розкриваються особливості обробки сигналу. Уточнено співвідношення вихідної напруги. Доведено, що зміна коефіцієнта підсилення в лінійних трактах, фазових характеристик не роблять впливу на результат вимірювань. Показана можливість роботи пеленгатора на парних гармоніках частоти обертання антени

Ключові слова: індекс модуляції, затримка, фаза, спектр сигналу, гармоніка, перемножувач, смуговий фільтр, функція Бесселя

Рассматривается доплеровский метод пеленгации. Раскрываются особенности обработки сигнала. Уточнены соотношения выходного напряжения. Доказано, что изменение коэффициента усиления в линейных трактах, фазовых характеристик не оказывают влияния на результат измерений. Показана возможность работы пеленгатора на четных гармониках частоты вращения антенны

Ключевые слова: индекс модуляции, задержка, фаза, спектр сигнала, гармоника, перемножитель, полосовой фильтр, функция Бесселя

1. Введение

В статье внимание уделено одной из разновидностей фазового метода пеленгации – доплеровскому методу, в котором используются две ненаправленные антенны: одна неподвижная, другая антенна вращается с угловой скоростью Ω вокруг первой антенны. На практике вместо вращающейся антенны применяют неподвижные антенны, расположенные по окружности, которые последовательно и поочередно подключаются к входу приемника с частотой Ω . Метод имеет широкое применение.

2. Анализ литературных данных и постановка задачи исследований

Существует ряд публикаций [1–4], в которых результаты исследований носят декларативный или описательный характер [5–10], при этом утрачена адекватность протекающих процессов в устройстве с приведенными соотношениями, описывающими эти процессы. Это усложняет использование приводимых аналитических соотношений на практике. Таким образом, актуальным стоит вопрос исследования доплеровского метода пеленгации.

3. Цель и задачи исследования

Цель работы – провести анализ доплеровского метода пеленгации, раскрыть важные особенности его работы, получить соотношения, адекватно отражающие процессы, протекающие в пеленгаторе, дать

рекомендации по выделению информации об угловом положении цели, заложенной в выходном сигнале.

4. Исходные данные

Структурная схема устройства, реализующая доплеровский метод пеленгации [1, 2], показана на рис. 1, где Ан.1 и Ан.2 – первая и вторая антенны; Дв. – двигатель; ОГ – опорный генератор; ЛТ1 и ЛТ2 – линейные тракты приемника; Г – гетеродин; ЛЗ1 и ЛЗ2 – первая и вторая линии задержки; Х1 и Х2 – первый и второй перемножители; СМ – смеситель; ФОС – формирователь опорного сигнала; ПФ – полосовой фильтр; КГ – кварцевый генератор; УПФ – узкополосный фильтр; ИФ – измеритель фазы.

Полагаем, что объект пеленгации излучает немодулированное гармоническое колебание, которое описывается выражением

$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0),$$

где U_0 – амплитуда сигнала, ω_0 – несущая частота сигнала, ϕ_0 – начальная фаза сигнала.

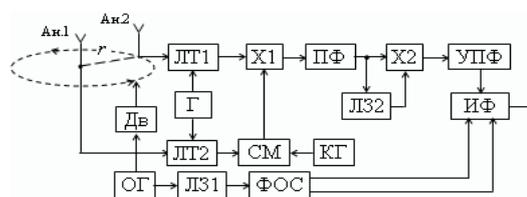


Рис. 1. Структурная схема двухканального доплеровского пеленгатора

Антенны Ан.1 и Ан.2 образуют сложную антенную систему, в которой антенна Ан.1 – неподвижна, а антенна Ан.2 вращается по кругу радиусом r относительно неподвижной антенны Ан.1 с угловой скоростью Ω . Скорость вращения антенны задается опорным генератором ОГ. Если положить, что источник излучения находится на расстоянии $R \gg r$, а излучаемый сигнал – немодулированное гармоническое колебание, то фронт радиоволны, действующий в месте расположения антенн можно считать плоским. Тогда сигнал, действующий на выходе антенны Ан.1, описывается выражением

$$u_1(t) = U_1 \cos[w_0 t + \phi_0],$$

где U_1 – амплитуда сигнала; ϕ_0 – начальная фаза сигнала.

5. Антенна во вращающемся электромагнитном поле

Вращение антенны Ан.2 с угловой скоростью Ω приводит к изменению частоты выходного сигнала на величину доплеровского сдвига частоты по гармоническому закону. Таким образом, выходной сигнал вращающейся антенны Ан.2 можно представить выражением

$$u_2(t) = U_2 \cos \left[w_0 \left(1 + \frac{V_r(t)}{c} \right) t \right],$$

где U_2 – амплитуда сигнала; c – скорость распространения электромагнитной волны; $V_r(t)$ – радиальная скорость движения антенны в поле источника сигнала, как проекция линейной скорости движения антенны V на направление прихода сигнала.

На рис. 2 поясняется процесс формирования доплеровского сдвига частоты, из которого радиальная скорость движения антенны в поле принимаемого сигнала определится как

$$V_r(t) = V \cos(\Omega t - \alpha_0) = \Omega r \cos(\Omega t - \alpha_0),$$

где α_0 – угловое положение цели.

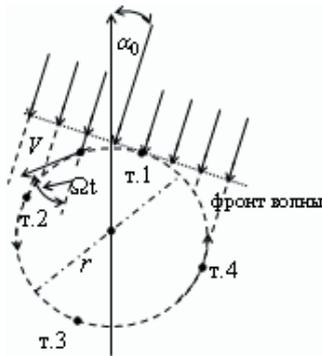


Рис. 2. Поясняет процесс формирования доплеровского сдвига частоты во вращающейся антенне в электромагнитном поле

Доплеровская частота, определяемая выражением

$$w_d(t) = \frac{V_r(t)}{c} w_0 = \frac{\Omega r w_0}{c} \cos(\Omega t - \alpha_0),$$

меняется в зависимости от углового положения антенны, следовательно, в антенне Ан.2 будет действовать сигнал с угловой модуляцией. Величина $\frac{\Omega r w_0}{c}$ определяет максимальное значение w_d . Изменение w_d ведет к соответствующему изменению фазы, которая в точках т.1 и т.3 будет равна нулю, так как проекция вектора линейной скорости V на направление прихода радиоволны составляет угол $\frac{\pi}{2}$, в таком случае $\cos(\Omega t - \alpha_0) = 0$. В точках т.2 и т.4 w_d будет иметь максимальное значение. Так как фаза колебания связана с его частотой интегральной зависимостью, то изменение фазы сигнала в антенне определится выражением

$$\phi(t) = \int_0^t \frac{w_0 \Omega r}{c} \cos(\Omega x - \alpha_0) dx = \frac{w_0 r}{c} \sin(\Omega t - \alpha_0) + \phi_0,$$

где ϕ_0 – некоторая начальная фаза.

Отсюда максимальное отклонение фазы достигается за время $t = \frac{\pi}{2\Omega}$ и определится, как

$$\Delta\phi_{\max} = \int_0^{\frac{\pi}{2\Omega}} \frac{w_0 \Omega r}{c} \cos(\Omega t - \alpha_0) dt = \frac{w_0 r}{c} = \frac{2\pi r}{\lambda},$$

где $\lambda = \frac{c}{f_0}$ – длина волны.

Максимальное изменение фазы $\Delta\phi_{\max}$ является индексом модуляции β сигнала, следовательно, напряжение, действующее во второй антенне, может быть записано как

$$u_2(t) = U_2 \cos \left[w_0 t + \frac{2\pi r}{\lambda} \sin(\Omega t - \alpha_0) + \phi_0 + \phi_0 \right].$$

6. Основные положения исследования

Выходные сигналы антенн Ан.1 и Ан.2 поступают в соответствующие линейные тракты ЛТ1 и ЛТ2. Выходные сигналы линейных трактов ЛТ1 и ЛТ2, как результат преобразования входных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ с помощью гетеродина Γ , будут

$$u'_1(t) = k_1 U_1 \cos[w_c t + \phi_0 + \xi_1],$$

$$u'_2(t) = k_2 U_2 \cos[w_c t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \alpha_1) + \phi_0 + \phi_0 + \xi_2].$$

Здесь k_1, k_2 – коэффициенты, учитывающие не идентичность усиления в ЛТ1, ЛТ2; $\beta = \frac{2\pi r}{\lambda}$ и w_c – соответственно, индекс модуляции и несущая частота сигнала, α_1 – дополнительная фаза модулирующего колебания, вызванная задержкой сигнала в ЛТ1; ξ_1 и ξ_2 – фазы сигналов, отражающие не идентичность временных задержек в трактах и начальную фазу гетеродина Γ .

Сигнал $u'_1(t)$ с помощью кварцевого генератора (КГ) с частотой w_r и начальной фазой ϕ_r смещается вниз по частоте и запишется как

$$u_2''(t) = k_1 U_1 \cos[(w_c - w_r)t + \phi_0 + \xi_1 + \phi_r].$$

Полученные сигналы $u_2'(t)$ и $u_2''(t)$ перемножаются в первом перемножителе X1. На выходе перемножителя образуются комбинационные составляющие. Разностная составляющая

$$u_3'(t) = k_1 k_2 U_1 U_2 \cos \times [w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \alpha_1) + \phi_0 + \xi_2 - \xi_1 - \phi_r],$$

которая выделяется с помощью полосового фильтра ПФ с временной задержкой $\tau_{\text{пф}}$, на выходе фильтра будет описываться в виде

$$u_3(t) = k_1 k_2 U_1 U_2 \cos \times [w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \alpha_1 + \Omega \tau_{\text{пф}}) + \phi_0 + \xi_2 - \xi_1 - \phi_r + w_r \tau_{\text{пф}}].$$

Сигнал $u_3(t)$ делится на две равные части $u_{31}(t)$ и $u_{32}(t)$, одна из которых $u_{31}(t)$ поступает непосредственно на вход перемножителя X2, которую можно представить в виде

$$u_{31}(t) = k_1 k_2 U_1 U_2 \cos [w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1],$$

где $\theta_1 = \alpha_1 + \Omega \tau_{\text{пф}}$; $\phi_1 = \phi_0 + \xi_2 - \xi_1 - \phi_r + w_r \tau_{\text{пф}}$.

Другая часть $u_{32}(t)$ поступает на другой вход перемножителя X2 через линию задержки ЛЗ2 с задержкой на постоянную времени τ_2 , получаем

$$u_{32}'(t) = u_{32}(t + \tau_2) = k_1 k_2 U_1 U_2 \cos \times [w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2].$$

Для определения сигнала на выходе перемножителя X2 воспользуемся формулой Эйлера, представив входные сигналы в виде суммы экспонент

$$u_{31}(t) = 0,5 k_1 k_2 U_1 U_2 \times [e^{j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1]} + e^{-j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1]}],$$

$$u_{32}'(t) = 0,5 k_1 k_2 U_1 U_2 \times [e^{j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]} + e^{-j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]}].$$

Результат перемножения запишется в виде

$$u_{31}(t) \cdot u_{32}'(t) = (0,5 k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \times [e^{j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1]} \cdot e^{j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]} + e^{j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1]} \cdot e^{-j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]} + e^{-j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1]} \cdot e^{j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]} + e^{-j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1]} \cdot e^{-j[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]}].$$

В полученном выражении первое и четвертое слагаемые формируют сигнал на несущей, равной удвоенной частоте $2w_r$ кварцевого генератора. Эта составляющая исключаются, т.к. она не попадает в полосу

пропускания фильтра УПФ, включенного на выходе перемножителя X2. Средняя частота фильтра УПФ выбирается равной одной из гармоник частоты модулирующего колебания $n\Omega$, на которой работает измеритель фазы (ИФ). Поэтому полезные спектральные составляющие с частотами $n\Omega$, действующие на входе УПФ, будут определены вторым и третьим слагаемыми, которые образуют сигнал

$$u_4(t) = (0,5 k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \times [e^{j\{[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1] - [w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]\}} + e^{-j\{[w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) + \phi_1] - [w_r t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) + \phi_1 + w_r \tau_2]\}}].$$

На основании формулы Эйлера сигнал $u_4(t)$ запишется в виде

$$u_4(t) = (0,5 k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \cos \times [\beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) - \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1) - w_r \tau_2].$$

В полученном выражении, в отличие от исходного, отсутствует составляющая фазы ϕ_1 . Одна из составляющих этой фазы включает в свой состав нестабильности временных задержек линейных трактов ЛТ1 и ЛТ2. Тогда из полученного результата следует, что в рассматриваемом методе пеленгации нестабильность характеристик ЛТ не оказывает влияния на результат измерений. Разность

$$\beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1) - \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \Omega \tau_2 + \theta_1),$$

входящая в состав последнего выражения, преобразовывается к виду

$$2\beta \sin(0,5\Omega \tau_2) \cos(\Omega t - \alpha_0 + 0,5\Omega \tau_2 + \theta_1).$$

Поэтому при выборе временной задержки τ_2 в линии ЛЗ2 равной $\frac{\pi}{3\Omega}$, значение $\sin(0,5\Omega \tau_2) = 0,5$. В таком случае результирующий индекс модуляции сигнала $u_4(t)$ на выходе перемножителя X2 будет соответствовать значению приведенному в [1, 9]. С учетом отмеченного напряжение на выходе перемножителя X2 запишется как

$$u_4(t) = (0,5 k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \cos \left[\beta \cos \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 \right) - w_r \tau_2 \right].$$

Полученный сигнал представляет собой сумму гармонических составляющих с частотами кратными частоте Ω вращения антенны. Каждая из гармоник содержит информацию об угловом положении цели. Точность измерений повышается с увеличением порядка гармоники. Поэтому в зависимости от заданной точности измерения выбирается соответствующая гармоника $n\Omega$, значение которой определяет среднюю частоту фильтра УПФ. Тогда с учетом временной задержки УПФ равной τ_3 , n -ю составляющую выходного напряжения УПФ можно определить из равенства

$$u_{cn}(t) = 0,5(k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \cos \times \left[\beta \cos \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) - w_r \tau_2 \right]. \quad (1)$$

Полученное выражение отличается от приведенного в [1, 2] наличием постоянных фазовых сдвигов: в модулирующем колебании $\left(\frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right)$ и несущем $(-w_r \tau_2)$. Фазовые сдвиги θ_1 , $\Omega \tau_3$ и $(-w_r \tau_2)$ определяются не только соответствующими временными задержками, но и значениями частот Ω и w_r . Фазовый сдвиг $(-w_r \tau_2)$ несущего колебания определяет вид спектрального разложения сигнала $u_{cn}(t)$. Так при фазовом сдвиге $w_r \tau_2 = k \frac{\pi}{2}$, где k – некоторое нечетное целое число, одно из 1, 3, 5, ..., напряжение (1) запишется в виде

$$u'_{cn}(t) = 0,5(k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \sin \left[\beta \cos \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right].$$

В этом случае напряжение $u'_{cn}(t)$ раскладывается в ряд Фурье в виде суммы гармонических составляющих, амплитуды которых определяются функциями Бесселя $J_n(\beta)$ первого рода нечетных порядков, т.е.

$$u'_{cn}(t) = (k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \times \left[J_1(\beta) \sin \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) + J_3(\beta) \sin \left[3 \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right] + J_5(\beta) \sin \left[5 \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right] + \dots \right].$$

Из полученного разложения следует, что сигнал на выходе перемножителя X2 содержит основную гармонику с частотой Ω и составляющие более высокого порядка 3Ω , 5Ω и т.д.

При обеспечении фазового сдвига $w_r \tau_2 = q\pi$ (q – некоторое целое число, одно из 1, 2, 3, ...) выражение (1) запишется как

$$u''_{cn}(t) = -0,5(k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \cos \left[\beta \cos \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right].$$

В этом случае напряжение $u''_{cn}(t)$ имеет разложение в ряд Фурье в виде суммы гармонических составляющих, амплитуды которых определяются функциями Бесселя $J_n(\beta)$ первого рода четных порядков, т.е.

$$u''_{cn}(t) = -(k_1 k_2 U_1 U_2)^2 \left[0,5 J_0(\beta) - J_2(\beta) \cos \times \left[2 \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right] + J_4(\beta) \cos \left[4 \left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right] - \dots \right].$$

Из разложения следует, что сигнал на выходе перемножителя X2 содержит составляющие четных порядков 2Ω , 4Ω , и т.д.

Работа измерителя фазы ИФ ведется на одной из гармоник $n\Omega$ выходного напряжения УПФ. Использование первой гармоники Ω обеспечивает однозначное измерение пеленга, при этом точность измерения невысока. Работа на гармониках частоты модуляции $n\Omega$ позволяет повысить точность измерений, но при этом проявляется неоднозначность измерений. Кроме того, выбор рабочей гармоники требует обеспечения ее максимального уровня, который определяется $(k_1 k_2 U_1 U_2)^2 J_n(\beta)$ и пропорционален соответствующей функции Бесселя $J_n(\beta)$. Значение соответствующей функции Бесселя определяется индексом модуляции $\beta = 2\pi r / \lambda_c$. Отсюда, как рекомендуется в [1, 2], выбором отношения r / λ_c устанавливается необходимое значение индекса модуляции β , обеспечивающего максимальный уровень выбранной спектральной составляющей. В общем случае выделенная фильтром УПФ составляющая, может быть определена из выражения (1).

Временная задержка τ_2 выбирается из компромиссного условия, при котором обеспечивается равенство $\sin(0,5\Omega\tau_2) = 0,5$ и требуемое значение фазового сдвига $w_r \tau_2$.

Учитывая, что значение частоты $w_r \gg \Omega$, то незначительное изменение временной задержки τ_2 в ЛЗ2, необходимое для установления требуемой фазы $w_r \tau_2$, не приведет к заметному отклонению значения $\sin(0,5\Omega\tau_2)$ от 0,5.

Наличие фазового сдвига в модулирующем напряжении $\left(\frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right)$ не позволяет определить значение фазы адекватное угловому положению цели. Поэтому для выделения углового положения цели α_0 в рассматриваемом методе используется ортогональная система сигналов в виде тригонометрических функций $\cos(n\Omega t)$, $\sin(n\Omega t)$. Для определения углового положения цели ортогональную систему сигналов совмещают с пространственной координатной системой на плоскости. При однозначном измерении углового положения цели работа устройства осуществляется на первой гармонике напряжения $u'_{cn}(t)$. Поэтому средняя частота узкополосного фильтра УПФ имеет значение равное Ω , а выходное напряжение УПФ определится из выражения (1) при $n = 1$ и описывается выражением

$$u_{c1}(t) = (k_1 k_2 U_1 U_2)^2 J_1(\beta) \cos \left[\left(\Omega t - \alpha_0 + \frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3 \right) \right].$$

В выходном сигнале $u_{c1}(t)$ существует постоянный фазовый сдвиг равный $\frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3$, который компенсируется поворотом ортогональной системы сигналов на этот угол. Для реализации отмеченного в схеме рис. 1 введена линия задержки ЛЗ1 с временной задержкой τ_1 , равной

$$\tau_1 = \frac{\frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega \tau_3}{\Omega}.$$

Из колебания ОГ $u_0(t)$, прошедшего ЛЗ1, в устройстве формирования опорных сигналов ФОС формируется ортогональная система сигналов $u_{01}(t) = U_0 \cos[\Omega(t + \tau_1)]$ и $u_{02}(t) = U_0 \sin[\Omega(t + \tau_1)]$. Сформированные колебания поступают на второй и третий входы ИФ. В ИФ с помощью колебаний $u_{01}(t)$ и $u_{02}(t)$ вычисляются проекции координат входного сигнала $u_{c1}(t)$ на координатные оси, в качестве которых выступают колебания $u_{01}(t)$ и $u_{02}(t)$. Поскольку уровень ортогональных составляющих $U_0 \gg (k_1 k_2 U_1 U_2)^2 J_1(\beta)$, то проекции сигнала $u_{c1}(t)$ определяются равенствами

$$u_x = (k_1 k_2 U_1 U_2)^2 J_1(\beta) \cos(\alpha_0);$$

$$u_y = (k_1 k_2 U_1 U_2)^2 J_1(\beta) \sin(\alpha_0).$$

Отсюда угловое положение цели определится как

$$\alpha_0 = \arctg \frac{u_x}{u_y}.$$

Из полученного выражения следует, что изменение коэффициентов усиления линейных трактов, а также флуктуации входных напряжений не влияют на результат измерений.

При необходимости повышения точности измерения пеленга в [1, 2] рекомендуется работать на более

высокой гармонике $n\Omega$ частоты вращения антенны, например на 3Ω или 5Ω . В этом случае необходимо учитывать увеличение фазового сдвига в модулирующем сигнале в число раз соответствующее номеру гармоники n .

7. Выводы

Дан детальный анализ доплеровского пеленгатора. В результате анализа уточнено выражение выходного напряжения (выход перемножителя X2), в котором модулирующее колебание содержит дополнительный фазовый сдвиг $\frac{\pi}{6} + \theta_1 + \Omega\tau_3$, фаза несущего колебания $(-w_r\tau_2)$. Установлено, что рабочими могут быть как четные так и нечетные гармоники модулирующего колебания. Рабочая гармоника $n\Omega$ измерителя фазы определяется фазовым сдвигом $w_r\tau_2$.

При $w_r\tau_2 = k\frac{\pi}{2}$, где $k=1, 3, 5, \dots$ работа измерителя фазы осуществляется на нечетных гармониках частоты вращения антенны Ω , при $w_r\tau_2 = q\pi$ ($q=1, 2, 3, \dots$) работа измерителя фазы будет обеспечиваться на четных гармониках частоты $n\Omega$. Показано, что нестабильность коэффициентов усиления, фазовых характеристик линейных трактов не влияют на результат измерений.

Литература

1. Астафьев, Г.Л. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов [Текст] / Г.Л. Астафьев, В.С. Шебшаевич, Ю.А. Юрков. – М.: Советское радио, 1962. – 952с.
2. Кукес, И.С. Основы радиопеленгации [Текст] / И.С. Кукес, М.Е. Старик. – М.: Советское радио, 1964. – 640с.
3. Радиотехнические системы: учеб. для вузов [Текст] / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов, и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – 496с.
4. Авиационная радионавигация: Справочник [Текст] / А.А. Сосновский, И.А. Хаймович, Э.А. Лукин, И.Б. Максимов. – под ред. А.А.Сосновского. М.: Транспорт, 1990. – 264 с.
5. Read, W. Review of conventional tactical radio direction finding systems [Текст] / W. Read // Communications Electronic Warfare. Section Electronic Warfare Division Defence research establishment Ottawa. Technical note 89-12 PCN May 1989.
6. Novak, A. Radio direction finding in air traffic services [Текст] / A.Novak // Promet-Traffic-Traffico, Vol. 17, 2005, No.5, 273-276.
7. Афанасьев, О.В. Вычислительный алгоритм фазового пеленгатора с кольцевой антенной решеткой без центрального антенного элемента [Текст] / О.В. Афанасьев, А.Д. Виноградов, И.С. Дмитриев // Антенны, выпуск 5 (168), 2011 С. 30-36.
8. Harter, Nathan M. Development of a single-channel direction finding algorithm [Текст] / Nathan M. Harter // Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and state university in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of science in electrical engineering. April, 13, 2007 Blacksburg, UA., 103 p.
9. Herter, N. Analysis and implementation of a novel single-channel direction finding algorithm [Текст] / N. Herter, J.J. Keaveny, S. Venkatesh, R.M. Buchree // Proc. of 2005 IEEE Wireless Communication and Networking Conference, vol.4, pp.2530-2533, Narch 2005.
10. Hammerle, R. Factors Limiting the Accuracy of Doppler and Adcock Direction Finding System [Текст] / R. Hammerle // Proc. of 1989 IEE Colloquium on Passive Direction Finding, pp. 3/1-3/13, Jan. 1989.