

О.В. РЯЗАНЦЕВ, канд. физ.-мат. наук, С.В. МАРЧЕНКО, канд. физ.-мат. наук,
М.В. КУЛИК

ОБ ЭФФЕКТЕ ДОПЛЕРА В РАДИОЛОКАЦИИ

Введение

Эффект Доплера (ЭД) известен давно [1, 2] и, в частности, используется в радиолокации для определения скорости объектов [3 – 5]. С этим эффектом сталкиваются практически все – классическим примером является изменение тона гудка движущегося локомотива (подвижная система отсчета (ПСО)) для людей, находящихся на платформе (неподвижная система отсчета (НСО)). Т.е. если обозначить частоту тона гудка в СО, связанной с локомотивом f_0 , то люди на платформе будут регистрировать частоту $f > f_0$ если локомотив приближается и $f < f_0$, если он удаляется. В общем случае вектор скорости источника может не совпадать с прямой, соединяющей НСО и ПСО, что изображено на рис. 1.

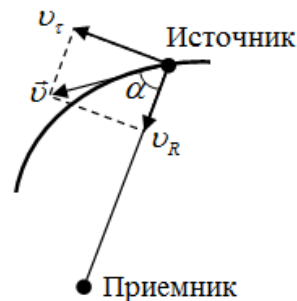


Рис. 1. Разложение вектора скорости источника излучения на радиальную и тангенциальную компоненты

Обычно в такой ситуации вектор \vec{v} (касательная к траектории в данной точке) разлагают на радиальную v_R и тангенциальную v_T компоненты, причем с v_R связывают продольный ЭД, а с v_T – поперечный. Т.е. v_R , как видно из рис. 1, связан только с изменением расстояния между источником (И) и приемником (ПР), а v_T – с вращением источника относительно приемника при неизменном расстоянии между ними. Тогда идеализированная ситуация с продольным ЭД соответствует движению источника по прямой, соединяющей его с приемником (приближение или удаление), и \vec{v} имеет только одну компоненту v_R . Поперечному ЭД соответствует вращение источника по окружности, в центре которой находится приемник, а \vec{v} характеризуется только компонентой v_T . Очевидно, регистрируя лишь один какой-либо из типов ЭД, судить о скорости и траектории объекта затруднительно. Кроме того, даже в простейшем случае продольного ЭД, регистрируя измененную частоту излучателя, невозможно определить его скорость, так как неизвестно сама частота излучения (частота в ПСО).

Постановка задачи

Как правило, в современных радиотехнических системах используется только продольный ЭД, позволяющий определить радиальную составляющую скорости движения объекта. Кроме того, существуют ситуации, для которых вообще невозможно определить скорость объекта без учета поперечного ЭД. Поэтому, целью данной работы является анализ принципиальных возможностей совершенствования функционирования радиолокационных станций

(РЛС), одновременно использующих оба типа ЭД – продольный и поперечный, что позволяет определить полную скорость наблюдаемого объекта в любых ситуациях.

Результаты работы

Рассмотрим продольный ЭД. Если обозначить расстояние между излучателем и приемником x то, как известно (см., например, [1, 2]), фазовое отставание колебаний в точке приема $\phi = 2\pi \frac{x}{\lambda_H}$, и если $x = x(t)$, то $\frac{d\phi}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda_H} \cdot \frac{dx}{dt}$, или $\omega_D = \frac{2\pi}{\lambda_H} \cdot v$, где v – скорость объекта,

а в данном случае $v = v_R$. Величина ω_D представляет собой доплеровский сдвиг частоты для наблюдателя. В зависимости от знака dx ($dx > 0$ – удаление от объекта, $dx < 0$ – приближение объекта) может быть как положительным, так и отрицательным. Т.е. на векторной диаграмме в фазовой плоскости вектор колебания с частотой ω_u (СО излучателя) получает для наблюдателя (СО приемника) дополнительное приращение $\pm\omega_D$, однозначно связанное со скоростью движения объекта, т.е. $\omega_{PP} = \omega_u \pm \omega_D$. Учитывая далее, что $\lambda_u = C/f_u$, получаем, что $\omega_D = \omega_u \cdot \frac{v_R}{C}$, т.е. $\omega_{PP} = \omega_u \cdot \left(1 \pm \frac{v_R}{C}\right)$, где C – фазовая скорость волны, одинаковая в обеих СО.

Заметим, что в системе наблюдателя и излучателя длины волн также будут различны – для излучателя (ПСО) $\lambda_u = C/f_u$, а для наблюдателя (НСО) $\lambda_{PP} = C/f_{PP} = C/(f_u \pm f_D)$, т.е. λ_{PP} может быть как больше, так и меньше λ_u . Таким образом:

$$\left(\frac{C}{\lambda_{PP}} = \frac{C}{\lambda_u} \cdot \left(1 \pm \frac{v_R}{C}\right)\right) \cdot \left(1 \mp \frac{v_R}{C}\right) \Rightarrow \lambda_{PP} \left(1 - \frac{v_R^2}{C^2}\right) = \lambda_u \left(1 \mp \frac{v_R}{C}\right),$$

и, полагая $\frac{v_R}{C} \ll 1$, пренебрегаем $\left(\frac{v_R}{C}\right)^2$ в левой части равенства, что дает:

$$\lambda_{PP} = \lambda_u \cdot \left(1 \mp \frac{v_R}{C}\right). \quad (1)$$

Как видно, в случае приближения объекта для наблюдателя в НСО принимаемая частота больше излучаемой, т.е. $\omega_{PP} > \omega_u$, а длина волны $\lambda_{PP} < \lambda_u$. При удалении излучателя все наоборот: $\omega_{PP} < \omega_u$, а $\lambda_{PP} > \lambda_u$. Для наглядности можно предположить, что λ – пространственный интервал между короткими радиоимпульсами, испускаемыми излучателем. Тогда приближению излучателя к приемнику соответствует сжатие равномерного распределения радиоимпульсов в пространстве (для наблюдателя в НСО), а удалению – растягивание этого распределения.

Стоит отметить, что соотношение $\omega_u = \omega_{PP} \mp \omega_D$ приобретает смысл условия сохранения частоты в СО, которые движутся относительно друг друга, причем, изменение частоты приема обусловлено не изменениями внутренних свойств излучателя, а изменениями свойств канала связи, которые вызваны движением излучателя относительно приемника. Для случая РЛС именно эти изменения позволяют определять скорость движения объекта.

Для идеализированной ситуации поперечного ЭД вектор скорости движения объекта \vec{v} состоит только из тангенциальной компоненты v_τ (рис.1), т.е., например, излучатель равно-

мерно вращается вокруг приемника по окружности радиусом R , а НСО (наблюдатель, РЛС) совмещена с центром окружности (точка O , рис. 2), а излучатель «включается» в точке 1 траектории. Когда же волна достигнет наблюдателя, излучатель будет находиться в точке 2 и для наблюдателя волна пройдет путь $S > R$, т.е. происходит «растягивание» длины волны и можно ожидать понижения частоты колебаний, регистрируемых наблюдателем.

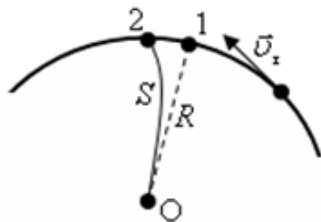


Рис. 2. Иллюстрация к поперечному ЭД

Тогда элемент ds можно представить в виде ($c \gg v_r$):

$$(dS)^2 = (dR)^2 + (dl)^2,$$

где dl – элемент длины дуги 1-2; такое соотношение возможно при условии

$$(Cdt)^2 = (C_R dt)^2 + (v_r dt)^2,$$

где C_R – скорость волны в радиальном направлении, т.е. $C^2 = C_R^2 + v_r^2$, откуда

$$\left(C_R = C \sqrt{1 - \frac{v_r^2}{C^2}} \right) \frac{2\pi}{\lambda_H} \Rightarrow \omega_{PP} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C}{C T_H} \cdot \sqrt{1 - \frac{v_r^2}{C^2}} = \omega_H \cdot \sqrt{1 - \frac{v_r^2}{C^2}} \approx \omega_H \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{v_r^2}{C^2} \right) \quad (2)$$

Как видно, для поперечного ЭД имеет место понижение воспринимаемой частоты, причем это понижение не зависит от направления вращения излучателя. Заметим, что если

полученное соотношение переписать в виде $\frac{2\pi C}{T_{PP}} = \frac{2\pi C}{T_u} \sqrt{1 - \frac{v_r^2}{C^2}}$, то получим

$T_H = T_{PP} \sqrt{1 - \frac{v_r^2}{C^2}}$, или вообще $t' = t \sqrt{1 - \frac{v_r^2}{C^2}}$ – одно из известных соотношений спе-

циальной теории относительности, согласно которому время t' в ПСО течет медленнее, чем время t в НСО. Изложенное показывает, что это «замедление» обусловлено именно свойствами канала связи, т. е. информация, излучаемая подвижным объектом, несколько искаженно воспринимается наблюдателем в НСО, но, как уже указывалось, именно эти искажения позволяют РЛС определять скорость движения объектов.

Из приведенных выражений определить эту скорость по измеряемой величине ω_{PP} невозможно, так как неизвестна величина ω_H . Поэтому РЛС активного типа излучает электромагнитную волну известной частоты ω_H , а принимает эхо-сигнал с частотой ω_{PP} , т.е. упрощенно реализуется схема, показанная на рис. 3.

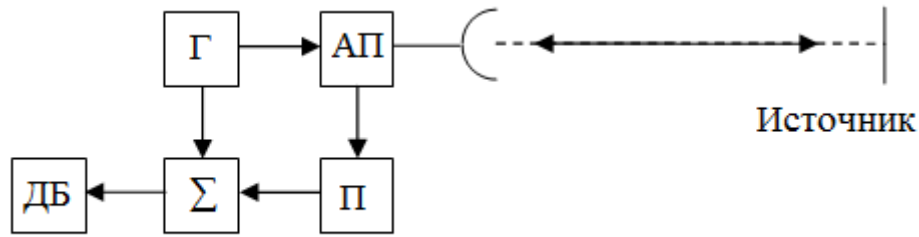


Рис. 3. Упрощенная структура измерителя скорости (Г – генератор ω_u , АП – антенный переключатель, П – приемник эхо-сигнала, ДБ – детектор биений ω_{II} и ω_{III})

Такая схема позволяет, например, складывать излучаемый и принимаемый сигналы, а по частоте биений определять скорость объекта.

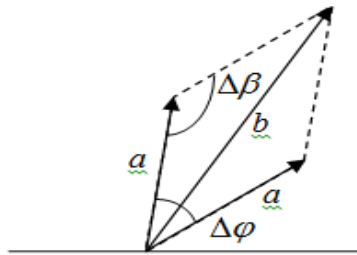


Рис. 4. Векторная диаграмма сигналов на фазовой плоскости

Если, как изображено на рис. 4, на векторной диаграмме изобразить эти разночастотные сигналы в некоторый момент времени, то, учитывая, что $\Delta\beta = \pi - \Delta\varphi$, а также, принимая для простоты амплитуды сигналов одинаковыми, получаем амплитуду биений $b^2 = 2a^2 - 2a^2 \cos(\pi - \Delta\varphi)$ и после несложных преобразований:

$$b = 2a \sin\left(\frac{\pi - \Delta\varphi}{2}\right) = 2a \cos\frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (3)$$

Рассмотрим вначале продольный ЭД, т.е. ситуацию, когда скорость объекта состоит только из радиальной компоненты v_R . Используя связь между разностью хода для падающей и отраженной волны относительно РЛС и соответствующей разности фаз, получаем

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda_{II}} = \{\Delta l = 2v_R \Delta t\} \Rightarrow b = 2a \cos\left(\frac{2\pi v_R}{\lambda_{II}} \cdot \Delta t\right). \quad (4)$$

Таким образом, величина $\frac{2\pi v_R}{\lambda_{II}}$ является частотой изменения амплитуды биений b .

Заметим, что биения как результат сложения разночастотных колебаний получаются автоматически, без каких либо предположений относительно различия ω_{II} и ω_{III} , т.е. рассматривалось лишь явление интерференции падающей и отраженной волны с переменной разностью хода. Тогда частота биений:

$$\omega_B = \frac{\omega_{II} \pm \omega_{III}}{2} = 2\pi \frac{v_R}{\lambda_{II}} \Rightarrow \omega_{III} = \omega_{II} \left(1 \pm \frac{2v_R}{c}\right). \quad (5)$$

Как видно, выражение, соответствующее продольному ЭД, получено как результат дополнительного набегания разности фаз между излучаемой и отраженной волной, причиной которого является изменение разности хода, обусловленное движением объекта. Отметим, что такой же результат можно получить сразу, используя соотношение

$$\left(\varphi = 2\pi \frac{l}{\lambda_H} \right) \cdot \frac{d}{dt} \Rightarrow \omega_B = 2\pi \frac{v_R}{\lambda_H}. \quad (6)$$

Для поперечного ЭД можно повторить приблизительно те же выкладки и, воспользовавшись рис. 2, а также учитывая, что за время «туда-обратно» длина элемента дуги удвоится, получаем $(Cdt)^2 = (C_R dt)^2 + (2v_\tau dt)^2$, или $C^2 = C_R^2 + 4v_\tau^2$, а после умножения на $2\pi/\lambda_H$ получаем

$$\omega_{PP} = \omega_H \sqrt{1 - 4 \frac{v_\tau^2}{C^2}} \approx \omega_H \left(1 - 2 \frac{v_\tau^2}{C^2} \right). \quad (7)$$

Получим теперь частоту биений для поперечного ЭД с использованием схемы, изображенной на рис. 3:

$$\omega_B = \frac{\omega_H - \omega_{PP}}{2} = \omega_H \frac{v_\tau^2}{C^2} = 2\pi \frac{v_\tau^2}{\lambda_H C} \quad (8)$$

Как видно, величины ω_B для продольного и поперечного ЭД при одинаковых значениях v и λ_H должны существенно отличаться. Действительно, при $v = 720$ км/ч = 200 м/с и $\lambda_H = 10^{-2}$ м для продольного ЭД $f_B \approx 20$ кГц, а для поперечного – всего несколько более 10^{-2} Гц, т.е. частоты ортогональных ЭД находятся в существенно различающихся участках диапазона, что облегчает их раздельное детектирование.

Совместная регистрация обоих видов ЭД и, соответственно, определение компонент v_R и v_τ позволяет получить значение модуля реальной скорости объекта $v = \sqrt{v_R^2 + v_\tau^2}$, что иллюстрирует рис. 5.

На рис. 5 изображена траектория плоского прямолинейного приблизительно равномерного движения объекта в плоскости ZOY, при котором переменными являются угол места θ и расстояние до объекта R , а азимутальный угол фиксирован. РЛС помещена в центр координат (точка O). Как видно из рисунка, по мере движения объекта радиальная компонента v_R монотонно убывает, а тангенциальная v_τ – возрастает. Соответственно убывает частота биений для продольного ЭД и возрастает – для поперечного. Для некоторого значения угла места θ_0 величина v_R обращается в 0, а v_τ достигает максимального значения, т.е. скорость объекта состоит только из тангенциальной компоненты. В этой точке биения для поперечного ЭД имеют максимальную частоту. В дальнейшем радиальная компонента v_R начинает возрастать от нуля, т.е. для продольного ЭД возникнут биения, фаза которых изменит знак на противоположный (скачок на π в точке, соответствующей θ_0), а частота будет увеличиваться. Тангенциальная компонента v_τ после прохождения максимального значения и, соответственно, частота биений для поперечного ЭД будут монотонно убывать.

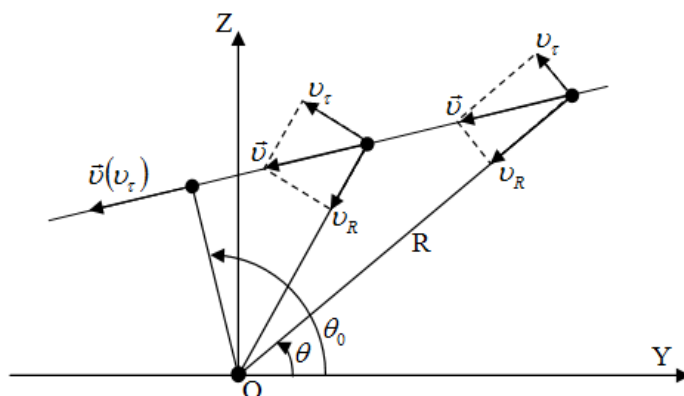


Рис. 5. Динамика изменения v_R и v_τ
для случая прямолинейного двумерного движения объекта

Для частного случая горизонтальной траектории определение скорости объекта упрощается, так как угол места совпадает с углом проецирования \vec{v} на R . Тогда, по измеряемому углу места $v = v_R / \cos \theta$ или $v = v_\tau / \sin \theta$, а угол места, соответствующий обращению в ноль v_R и максимальному значению v_τ , равен $\pi/2$.

Выводы

Проанализированы продольный и поперечный ЭД для случая движущегося излучающего объекта, получены выражения для доплеровского сдвига.

Определены выражения частоты биений в случае активной РЛС для обоих видов эффектов Доплера, позволяющие получить величину скорости объекта в любых ситуациях.

Предложены варианты определения скорости движения объекта при одновременном использовании продольного и поперечного ЭД.

Список литературы:

1. Савельев И.В. Курс общей физики. Т. 2. Москва : Наука, 1978. 480 с.
2. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М Теоретическая физика : учеб. пособие. В 10 т. Т. II Теория поля ; 7-е изд. испр. Москва : Наука, 1988. 512с.
3. Чердынцев В. А. Радиотехнические системы : учеб. пособие для вузов. Минск : Вышэйш. шк., 1988. 369 с.
4. Zhang J., Zhang K., Grenfell R., Deakin R. Short note: on the relativistic Doppler effect for precise velocity determination using GPS // Journal of Geodesy. 2006. Vol. 80, Issue 2, pp.104–110.
5. Ashby N., Spilker J. Introduction to relativistic effects on the global positioning system // Global positioning system: theory and applications / American Institute of Aeronautics and Astronautics, Washington. 1996. Vol. 1. pp. 623–698.

Поступила в редколлегию 11.01.2021

Сведения об авторах:

Рязанцев Олег Вадимович – канд. физ.-мат. наук, доцент, заведующий кафедрой аппаратуры радиосвязи, радиовещания и телевидения; Днепропетровский государственный технический университет; Украина; e-mail: arrt.dstu@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7253-59663>

Марченко Сергей Викторович – канд. физ.-мат. наук, доцент, доцент кафедры аппаратуры радиосвязи, радиовещания и телевидения; Днепропетровский государственный технический университет; Украина; e-mail: smarsv1979@gmail.com; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6022-5071>

Кулик Максим Владимирович – ассистент кафедры аппаратуры радиосвязи, радиовещания и телевидения; Днепропетровский государственный технический университет; Украина, e-mail: kulik@internic.ua; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5375-7168>