

УДК 004

DOI 10.21661/r-118076

В.К. Курбаналиев

ИЗМЕРЕНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK

***Аннотация:** работа посвящена исследованию цифровой обработки сигналов и вычислению разности фаз, а также принципам построения АР. С помощью программного обеспечения MATLAB/Simulink создана модель для измерения разности фаз. Рассмотрены возможности квадратурного метода измерения фазового сдвига, а также преобразования Гильберта.*

***Ключевые слова:** разность фаз, цифровой квадратурный гетеродин, антенная решетка, преобразование Гильберта.*

V.K. Kurbanaliev

PHASE DIFFERENCE MEASUREMENT IN SOFTWARE MATLAB/SIMULINK

***Abstract:** this work is devoted to digital signal processing (DSP), differencing phases and antenna array (AA). The model was developed to measure differencing phases using software MATLAB/Simulink. The possibilities of quadrature measure method of phase displacement and Hilbert transform were considered.*

***Keywords:** phase differential, digital quadrature oscillator, antenna array, Hilbert transform.*

В современном мире необходимость контроля излучений радиосредств различного назначения связана с их широким распространением. Контроль проводится с целью выявления несанкционированных источников излучения, проверки соблюдения технических ограничений на параметры излучающей аппаратуры, поиска и место определения излучателей в случаях аварийных ситуаций, для обеспечения безопасности движения воздушных судов и т. п. Отдельной и

важной областью применения систем мониторинга радиоизлучений является радиоразведка и радиопротиводействие в случаях военных конфликтов или для борьбы с терроризмом.

Для измерения угловых координат в радиолокации и радионавигации используется радиопеленгование, т.е. определение направления на источников радиоизлучения (ИРИ). Радиопеленгование возможно благодаря прямолинейному распространению электромагнитных волн в однородной среде. Скорость распространения электромагнитных волн является величиной постоянной, что дает возможность, измеряя время их распространения до объекта, определять наклонную дальность.

Весьма точным и быстродействующим является фазовый метод, заключающийся в измерении разности фаз между сигналами, принятыми соседними элементами антенной решетки.

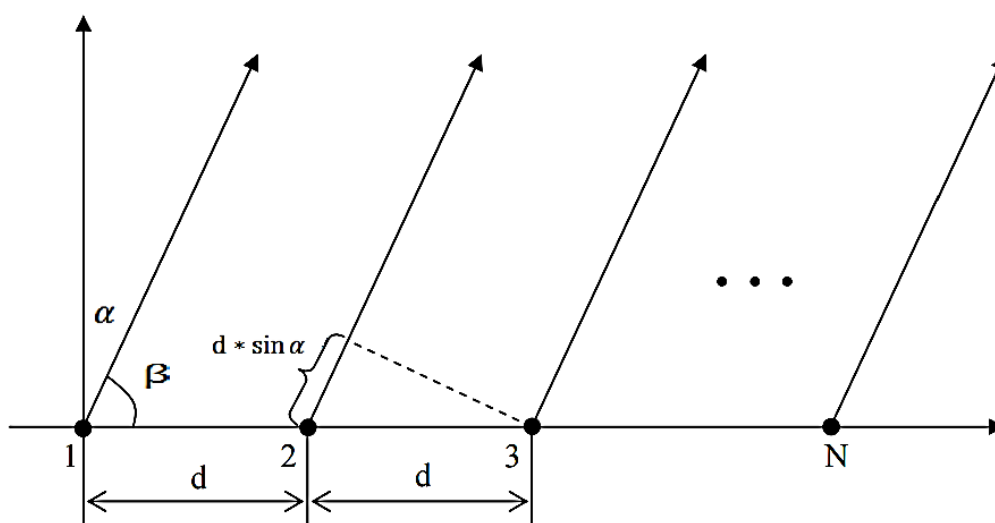


Рис. 1. Линейная антенная решетка из N элементов

Как видно, из рис. 1, что полная разность фаз между двумя сигналами антенной решетки (АР) равна:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha, \quad (1)$$

где α – угол между нормалью к базе и направлением на цель.

Измерив разность фаз $\Delta\varphi$, найдем

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

Разность фаз – периодическая функция, поэтому для однозначного и точного определения угловой координаты α необходимо использовать многошкальную (многобазовую) антенную систему (рис. 1). Однако известному фазовому способу пеленгации свойственно противоречие между требованиями к точности измерений и однозначности отсчета угла альфа. Действительно, согласно (2) фазовый способ пеленгации тем чувствительнее к изменению угла альфа, чем больше относительный размер измерительной базы d/λ . Но с ростом d/λ уменьшается значение угловой координаты альфа, при котором разность фаз превосходит значение 2π , т.е. наступает неоднозначность отсчета угловой координаты альфа. Для борьбы с явлением неоднозначности вводят еще одну или более антенн. Малая база обеспечивает грубый однозначный отсчет, большая база – заданную точность измерений, а средняя база (их может быть несколько) служит для исключения неоднозначности точной шкалы. Разность фаз, которую можно непосредственно измерить, лежит в диапазоне от $-\pi$ до π . Для того чтобы разность фаз лежала в этих пределах, необходимо соблюдения условия $d \leq \lambda/2$. Точность определения угла можно повысить путем увеличения длины базы AP.

Существуют множество различных методов измерения фазы, которые обладают теми или иными достоинствами и недостатками. К числу основных из них можно отнести:

- квадратурный метод измерения фазового сдвига;
- осциллографический метод;
- метод компенсации;
- метод преобразования интервала времени в напряжение;
- цифровой метод подсчета количества импульсов;
- метод измерения фазы с преобразованием частоты;
- синхронное детектирование;
- метод преобразования Фурье с последующим извлечением фазовых составляющей.

Модель состоит из блока генератора дискретного сигнала и блока определения фазы. Для примера установим частоту 100 Гц, фаза первого сигнала 20° и второго – 18° . Блок анализатора спектра предназначен для наглядности и контроля результата.

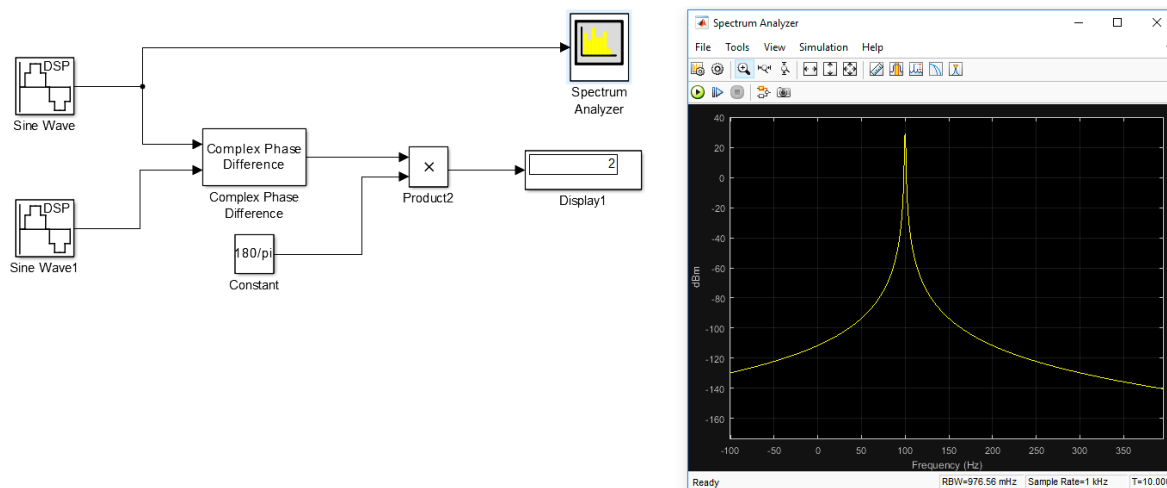


Рис. 2. Измерение разности фаз в Simulink, с помощью соответствующего блока

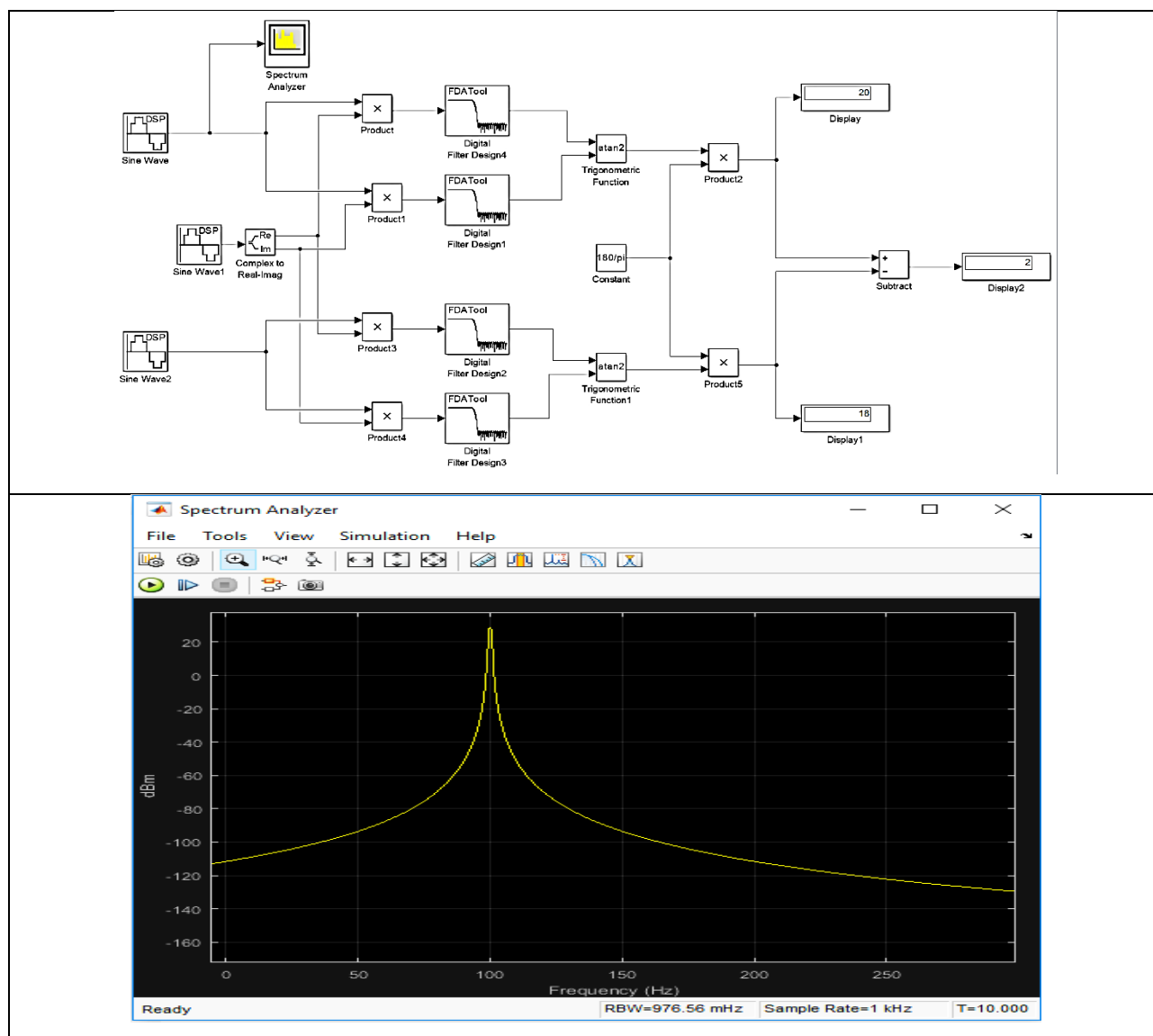


Рис. 3. Структурная схема цифрового определителя разности фаз и результаты вычислений

Здесь основными блоками определения разности фаз являются цифровой квадратурный гетеродин, фильтры низких частот и блок математического расчета фазы.

Как известно, в настоящее время для передачи сигналов на большие расстояния используется перенос этих сигналов по частоте. В результате образуются высокочастотные сигналы – узкополосные (отношение верхней частоты к нижней частоте близко к единице). Узкополосный сигнал можно записать в виде:

$$s(t) = A(t) * \sin(\omega t + \varphi(t)), \quad (3)$$

где A – амплитуда сигнала, $\omega = 2\pi * f$ – угловая частота, φ – фаза.

Для выделения амплитуды и фазы произвольный сигнал $s(t)$ представляется как вещественная часть комплексного сигнала $\dot{s}_a(t)$ (называется *аналитическим сигналом*):

$$s(t) = \text{Re}(\dot{s}_a(t)).$$

Вещественная часть аналитического сигнала, естественно, должна совпадать с исходным сигналом $s(t)$. Мнимая же часть $s_{\perp}(t)$ называется *сопряженным сигналом* или *квадратурным дополнением*:

$$s_a(t) = s(t) + j * s_{\perp}(t).$$

Сопряженный сигнал получается из исходного с помощью преобразования Гильберта. Вычисляется преобразование Гильберта следующим образом:

$$s_{\perp}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(t')}{t - t'} dt'$$

Устройство, осуществляющее преобразование Гильберта, должно представлять собой идеальный фазовращатель, вносящий на всех частотах фазовый сдвиг, равный 90° .

Амплитудная огибающая находится как модуль аналитического сигнала:

$$A(t) = |\dot{s}_a(t)| = \sqrt{s^2(t) + s_{\perp}^2(t)}$$

Полная фаза представляет собой аргумент комплексного аналитического сигнала:

$$\psi(t) = \arg \dot{s}_a(t)$$

Чтобы получить начальную фазу сигнала, нужно выделить из полной фазы линейное слагаемое $\omega_0 t$. Для этого, в свою очередь, нужно знать значение центральной частоты ω_0 . После этого можно будет получить начальную фазу и комплексную огибающую:

$$\varphi(t) = \psi(t) - \omega_0 t$$

$$\dot{A}_m(t) = A(t)e^{-j\varphi(t)}.$$

Отметим, что приведенное для определения фазы имеет ограниченную область значений $[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}]$, что следует из определения арктангенса. Для расширения области значений до $[-\pi; \pi]$ вводится исправленная функция арктангенса для четырех квадрантов, зависящая от двух аргументов:

$$\alpha = \begin{cases} \arctg \frac{s(t)^{im}}{s(t)^{re}}, & s(t)^{im} \geq 0, s(t)^{re} > 0 \\ -\arctg \frac{s(t)^{im}}{s(t)^{re}}, & s(t)^{im} < 0, s(t)^{re} > 0 \\ \pi - \arctg \frac{s(t)^{im}}{s(t)^{re}}, & s(t)^{im} \geq 0, s(t)^{re} < 0 \\ -\pi + \arctg \frac{s(t)^{im}}{s(t)^{re}}, & s(t)^{im} < 0, s(t)^{re} < 0. \end{cases}$$

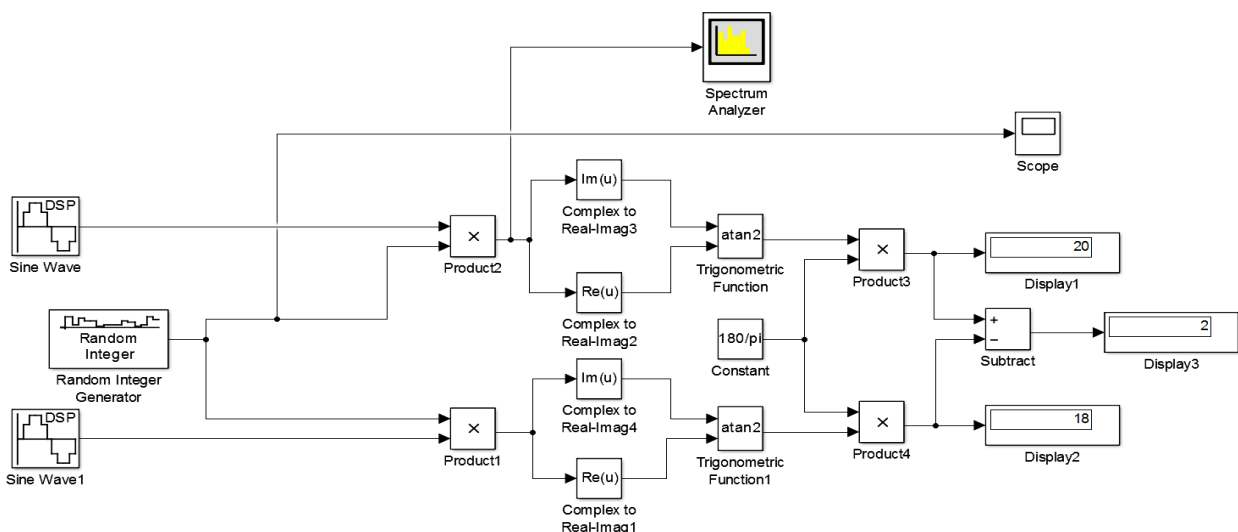


Рис. 4. Измерение разности фаз дискретного синусоидального сигнала

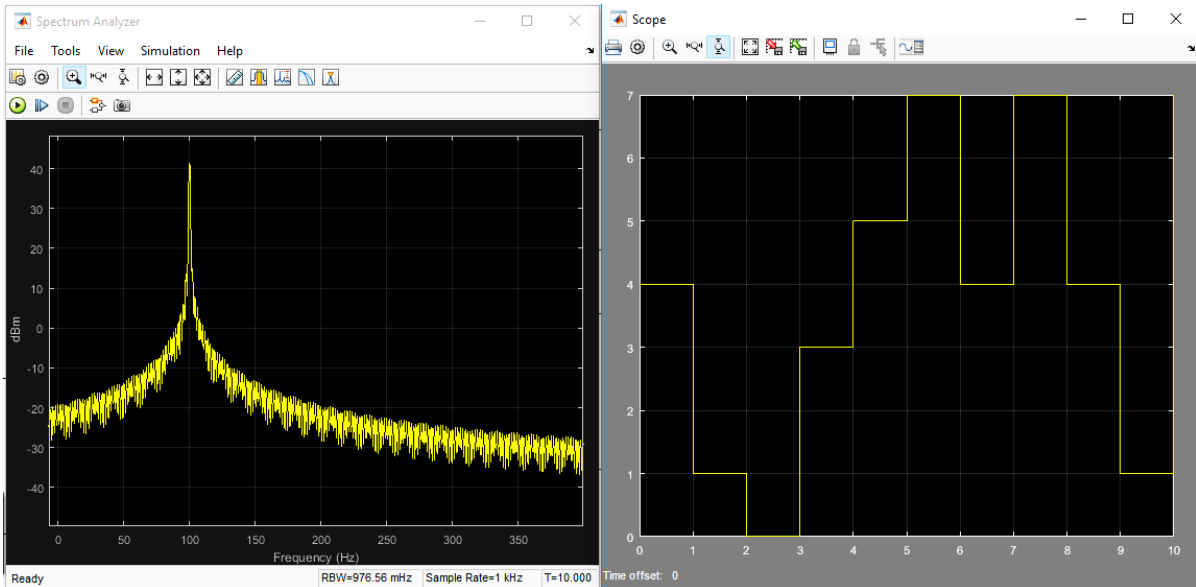


Рис. 5. Блок анализатора спектра и блок осциллографа, который генерирует равномерно распределенные числа

Любой периодический сигнал $s_n(t)$ можно представить в виде ряда Фурье [4]:

$$s_n(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t - \varphi_k) \quad (4)$$

Где $A_0 = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} s_n(t) dt$ – постоянная составляющая сигнала, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$.

Из выражения (4) следует, что периодический сигнал любой формы может быть представлен в виде суммы гармонических составляющих с различными амплитудами A_k , частотами $k\omega_0$ и фазами φ_k . Благодаря этому можно перейти от представления сигнала во временной области к частотной, где $A_k = A_k(k\omega_0)$ – спектр амплитуд, $\varphi_k = \varphi_k(k\omega_0)$ – спектр фаз.

Эти спектры являются линейчатыми. Для любого сигнала $s(t)$ можно определить спектры амплитуд A_k и фаз φ_k следующим образом:

$$A_k(k\omega_0) = \sqrt{a_k^2 + b_k^2};$$

$$\varphi_k(k\omega_0) = \arctg \frac{b_k}{a_k},$$

где, в свою очередь, величины a_k и b_k определяются следующим образом:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} s_n(t) \cos(k\omega_0 t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} s_n(t) \sin(k\omega_0 t) dt$$

В данной статье были рассмотрены основные принципы вычисления разности фаз в современных фазовых измерительных системах для определения местоположения источника радиоизлучения, а также возможности технической реализации таких измерительных систем с использованием квадратурного метода. Разработана модель цифрового фазометра фазового пеленгатора, показаны принцип работы вычисления разности фаз сигналов с помощью программного обеспечения MATLAB/Simulink.

Список литературы

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006, – 719 с.
4. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М.: Мир, 1973. – 545 с.
5. ЦИТМ Экспонента [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.matlab.ru/

Курбаналиев Вагид Кадирбегович – аспирант кафедры Прикладной информатики ФГБОУ ВО «Московский политехнический университет», Россия, Москва.

Kurbanaliev Vagid Kadirbegovich – postgraduate at the Department of Applied Information Science FSBEI of HE «Moscow Polytechnic University», Russia, Moscow.
