

УДК 621.391

**А. В. БРЕЗГУНОВ, С. А. БРЕЗГУНОВ****ВЫЧИСЛЕНИЕ АМПЛИТУД РАДИОИМПУЛЬСОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИХ ПЕРЕМНОЖЕНИЯ НА ОПОРНЫЕ СИГНАЛЫ**

Рассмотрена идея вычисления амплитуд полезного сигнала и шума на разных временных интервалах и сдвига фаз между ними. Это достигается за счёт перемножения амплитудных отсчётов (семплов) принимаемого сигнала на амплитудные отсчёты опорного сигнала, имеющего вид единицы, делённой на гармоническую функцию. В результате такого перемножения на интервале периода принимаемого сигнала, для каждого временного интервала в зависимости от сдвига фаз между опорным сигналом и шумом появляется конкретная «картинка» разных по амплитуде отсчётов. По «картинке» определяется сдвиг фаз между опорным сигналом и шумом. В зависимости от сдвига фаз вычисляется значение двух отсчётов с максимальными абсолютными значениями для варианта, соответствующего амплитуде шума равной единице. На основании измерений этих двух отсчётов определяется значение коэффициента, на который нужно умножить значение отсчётов, соответствующих амплитуде модифицированного шума равной единице. Результат перемножения отсчётов на интервале периода принимаемого сигнала на отсчёты опорного сигнала даёт постоянное значение всех отсчётов амплитуды полезного сигнала. Это позволяет, при известных значениях амплитуд модифицированного шума, вычислить амплитуду полезного сигнала.

**Ключевые слова:** сигнал, шум, семпл, функция, опорный сигнал, фильтрация, амплитуда, фаза сигнала.

**О. В. БРЕЗГУНОВ, С. О. БРЕЗГУНОВ****ОБЧИСЛЕННЯ АМПЛІТУД РАДІОІМПУЛЬСІВ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ЇХ ПЕРЕМНОЖУВАННЯ НА ОПОРНІ СИГНАЛИ**

Розглянуто ідея обчислення амплітуд корисного сигналу і шуму на різних тимчасових інтервалах і зрушення фаз між ними. Це досягається за рахунок перемножування амплітудних відліків (семплів) сигналу, що приймається, на амплітудні відліки опорного сигналу, що має вигляд одиниці, що ділиться на гармонійну функцію. Це досягається за рахунок перемножування амплітудних відліків (семплів) сигналу, що приймається, на амплітудні відліки опорного сигналу, що має вигляд одиниці, що ділиться на гармонійну функцію. В результаті такого перемножування на інтервалі періоду сигналу, що приймається, для кожного тимчасового інтервалу залежно від зрушення фаз між опорним сигналом і шумом з'являється конкретна «картинка» різних по амплітуді відліків. По «картинці» визначається зрушення фаз між опорним сигналом і шумом. Залежно від зрушення фаз обчислюється значення двох відліків з максимальними абсолютними значеннями для варіанту, що відповідає амплітуді шуму рівній одиниці. На підставі вимірів цих двох відліків визначається значення коефіцієнта, на який треба помножити значення відліків, що відповідають амплітуді модифікованого шуму рівній одиниці. Результат перемножування відліків на інтервалі періоду сигналу, що приймається, на відліки опорного сигналу дає постійне значення усіх відліків амплітуди корисного сигналу. Це дозволяє, при відомих значеннях амплітуд модифікованого шуму, вивести обчислювати амплітуду корисного сигналу.

**Ключові слова:** сигнал, шум, семпл, функція, опорний сигнал, фільтрація, амплітуда, фаза сигналу.

**O. V. BREZGUNOV, S. O. BREZGUNOV****CALCULATION OF AMPLITUDES OF RADIO PULSES ON RESULTS THEIR MULTIPLYING ON SUPPORTING SIGNALS**

The idea of calculating the amplitudes of the useful signal and noise at different time intervals and the phase shift between them is considered. It is arrived at due to multiplying of the peak counting (samplers) out of the accepted signal on the peak counting out of supporting signal, having the appearance of the unit divided by a harmonic function. As a result of such multiplying on the interval of period of the accepted signal, for every temporal interval depending on the change of phases the certain "picture" of the different on amplitude counting out appears between a supporting signal and noise. On a "picture" the change of phases is determined between a supporting signal and noise. Depending on the change of phases the value of two counting out is calculated with maximal absolute values for a variant corresponding to amplitude of noise to equal unit. On the basis of measuring of these two counting out the value of coefficient, on which it is needed to increase the value of counting out, proper amplitude of the modified noise to equal unit is determined. Result of multiplying of counting out on the interval of period of the accepted signal on counting out supporting a signal gives the permanent value of all counting out of amplitude of useful signal. It allows, at the well-known values of amplitudes of the modified noise, to calculate to calculate amplitude of useful signal.

**Keywords:** signal, noise, sampler, filtration, supporting signal, filtration, amplitude, signal phase.

**Введение.** В системах связи, навигации и радиолокации широко применяются радиоимпульсы [1–10]. С целью повышения энергетической эффективности радиотехнических систем стали широко использовать цифровые методы обработки радиосигналов [1–4]. Использование средств вычислительной техники позволяет формировать и обрабатывать сигналы любой формы, если частота сигналов не превышает допустимые значения [4, 6]. Перемножение принятых сигналов  $S(t)$  на опорные

сигналы  $S'(t)$  ( $t$  – текущее время) в виде копий принятых сигналов давно используется в корреляционных приёмниках для повышения помехоустойчивости приёма в условиях воздействия флюктуационных гауссовых шумов каналов связи и внутренних шумов элементов тракта приёма  $n(t)$  на принимаемые сигналы  $S(t)$  [4, 6]. Если в качестве опорных сигналов использовать не сигналы в виде

© А.В. Брезгунов, С.А. Брезгунов, 2018

отрезков гармонических функций ( $\sin \omega t$  или  $\cos \omega t$ ), а сигналы в виде результата деления постоянного числа, например, единицы на функции, полученные в результате дискретизации гармонических функций ( $1/\sin \omega t$  или  $1/\cos \omega t$ ), то появляются дополнительные возможности по «очистке» принятого сигнала от шумов.

**Цель статьи** – рассмотреть идею вычисления амплитуды обрабатываемого полезного сигнала  $S(t)$  и параметров шума  $n(t)$ , действующего на него, реализуя обработку результата перемножения дискретизированных функций. Перемножение функций, полученных в результате дискретизации функций типа  $\{A \cdot \sin \omega t + B(t) \cdot \sin[\omega t + \Delta\omega(t)]\} \cdot 1/\sin \omega t$  даёт постоянное значение результата перемножения амплитудных отсчётов  $\sin \omega t$  и  $1/\sin \omega t$  и высокочастотную (негармонической формы) компоненту, что позволяет разделять полезный сигнал и шум на коротких равных интервалах времени.

**Основная часть.** Пусть в линию связи был передан сигнал с амплитудой  $A$  на несущей частоте  $\omega$  и начальной фазой  $\varphi_0$ :

$$S(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi_0). \quad (1)$$

С выхода фильтров усилителя частоты радиоприёмника поступает сигнал

$$S^*(t) = A' \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) + n(t). \quad (2)$$

После частотной фильтрации в тракте приёма флюктуационный гауссов шум  $n(t)$  с центральной частотой  $\omega$  изменяется по частоте в полосе пропускания  $\Pi$  относительно  $\omega$  на величину  $\pm \Delta\omega(t)$  и имеет амплитуду  $B(t)$  и начальную фазу  $\varphi_{0n}$  ( $\Delta\omega/\omega \ll 1$ ) [1]:

$$n(t) = B(t) \cdot \sin[\omega t + \Delta\omega(t) + \varphi_n]. \quad (3)$$

1. Рассмотрим перемножение отсчётов функций, полученных в результате дискретизации функций  $1/\sin \omega t$  и  $1/\cos \omega t$  (см. рис. 1), названных  $SER G(\omega t)$  (то есть для функции  $\nu(x)$  – это функция  $SER G_\nu(x) = 1/\nu(x)$ ). Её амплитудные отсчёты (семплы) имеют значения, формирование которых не вызывает технических трудностей, так как они берутся в точках  $i$ , удалённых от значений  $\omega t$  отсчётов  $\sin \omega t_i$  (или  $\cos \omega t_i$ ) равных нулю. Результат перемножения отсчётов  $A \cdot \sin \omega t_i$  (рис. 1, а) и  $SER G_S(\omega t)_i = 1/\sin \omega t_i$  (рис. 1, б), а также  $A \cdot \cos \omega t_i$  (рис. 1, в) и  $SER G_C(\omega t)_i = 1/\cos \omega t_i$  (рис. 1, г) за интервал одного периода колебаний для всех точек  $i$  равен постоянной величине  $A$  (высокочастотная компонента отсутствует), в данном случае  $A=1$ :

$$A \sin \omega t_i \cdot SER G_S(\omega t)_i = A, \quad (4)$$

$$A \cos \omega t_i \cdot SER G_C(\omega t)_i = A. \quad (5)$$

Соответственно, среднее значение результата перемножения  $k$  амплитудных отсчётов  $\sin(\omega t + \Delta\varphi)_i$  и  $SER G_S(\omega t)_i$  (постоянная составляющая результата перемножения при  $A=1$ ):

$$M_{CP} = \sum_{i=1}^k \sin \omega t_i \cdot SER G_S(\omega t)_i = 1. \quad (6)$$

Рассмотрим результат перемножения отсчётов  $\sin(\omega t + \Delta\varphi)_i$  и  $SER G_S(\omega t)_i$  функций  $\sin(\omega t + \Delta\varphi)$  и  $SER G_S(\omega t)$  соответственно за интервал одного периода колебаний  $T$  при различных значениях сдвига фаз  $\Delta\varphi$  между ними (рис. 2).

Из рис. 2, а видно, что при сдвиге  $\Delta\varphi = 10^\circ$  среднее значение результата перемножения из  $k$  амплитудных отсчётов, взятых через  $10^\circ$   $M_{CP}$  немного меньше единицы ( $M_{CP} = +0,9848$ ), в отличие от варианта при  $\Delta\varphi = 0$  (рис. 1, б) – высокочастотная компонента имеет наименьшее значение отсчёта равно  $U_{MIN} = -1$ , и наибольшее –  $U_{MAX} = +2,9696$ . При сдвиге  $\Delta\varphi = 170^\circ$  (рис. 2, б)  $M_{CP} = -0,9848$ ,  $U_{MIN} = -2,9696$ , а  $U_{MAX} = +1$  (инверсия по амплитуде и обратный порядок следования отсчётов – конец является началом в сравнении с рис. 2, а). При сдвиге  $\Delta\varphi = 50^\circ$  (рис. 2, в)  $M_{CP} = +0,649$ ,  $U_{MIN} = -8,113$ , а  $U_{MAX} = +9,512$ . При сдвиге  $\Delta\varphi = 90^\circ$  (рис. 2, г)  $M_{CP} = 0$ ,  $U_{MIN} = -11,43$ , а  $U_{MAX} = +11,43$ .

Результаты вычисления значений перемножения амплитудных отсчётов  $\sin(\omega t)_i$  и  $SER G_S(\omega t)_i$  (рис. 2 и рис. 3) при различных  $\Delta\varphi$  между функциями  $SER G_S(\omega t)$  и  $\sin(\omega t)$  показывают, что за интервал одного периода колебаний  $T$ , каждому значению  $\Delta\varphi$  соответствует конкретная «картинка» отсчётов и значение постоянной составляющей  $M_{CP}(\Delta\varphi)$ :

- с увеличением сдвига  $\Delta\varphi$  от  $0^\circ$  до  $90^\circ$  постоянная составляющая (среднее значение за период  $T$ ) уменьшается от максимального положительного значения до нуля, с увеличением  $\Delta\varphi$  от  $90^\circ$  до  $180^\circ$  постоянная составляющая уменьшается до максимального отрицательного значения, с увеличением  $\Delta\varphi$  от  $180^\circ$  до  $270^\circ$  постоянная составляющая увеличивается до нуля, а при увеличении  $\Delta\varphi$  до  $360^\circ$  постоянная составляющая увеличивается до максимального положительного значения;

- для каждого  $\Delta\varphi$  (кроме значений  $\Delta\varphi = 0^\circ$  и  $\Delta\varphi = 180^\circ$ ) соответствуют конкретные позиции максимального положительного и отрицательного отсчётов (семплов) на интервале периода  $T$ .

- значения максимальных положительных и отрицательных отсчётов на интервале периода  $T$  возрастают с увеличением сдвига  $\Delta\varphi$ ;

- высокочастотная компонента отсутствует при сдвигах  $\Delta\varphi = 0^\circ$  и  $\Delta\varphi = 180^\circ$ .

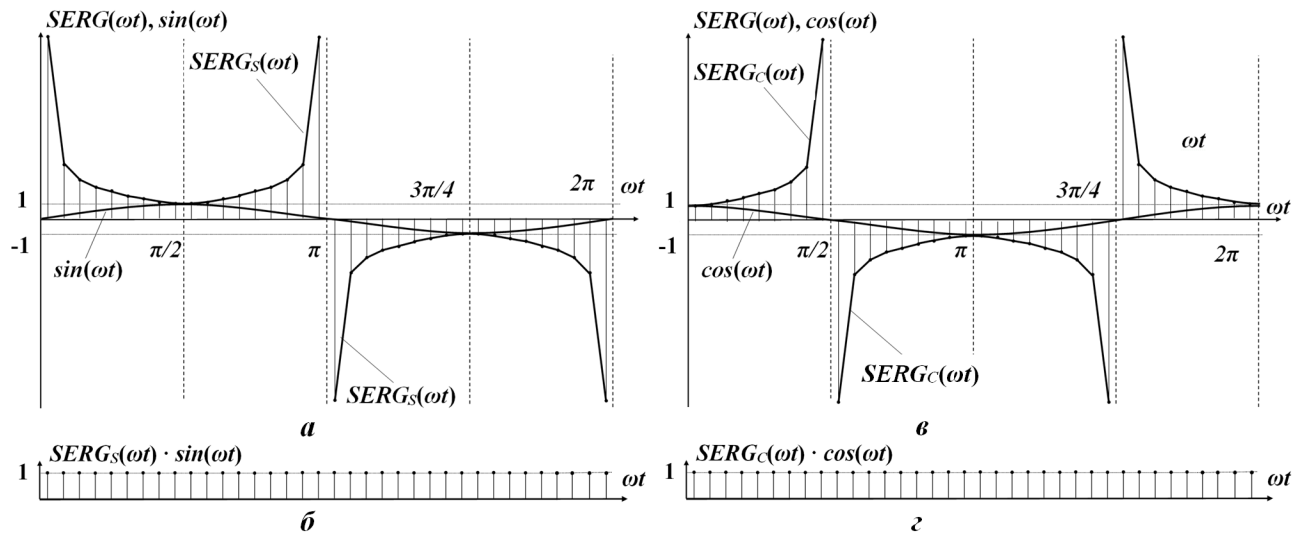


Рис. 1. Функции  $\sin \omega t$  и  $SERG_S(\omega t)$ ,  $\cos \omega t$  и  $SERG_C(\omega t)$ ,  $Sin \omega t \cdot SERG_S(\omega t)$  и  $Cos \omega t \cdot SERG_C(\omega t)$ ,  $A = 1$  :  
 а – опорный сигнал  $SERG_S(\omega t) = 1/Sin \omega t$  и переданный сигнал  $Sin \omega t$ ;  
 б – результат перемножения функций, полученных после дискретизации функций  $Sin \omega t$  и  $SERG_S(\omega t) = 1/Sin \omega t$ ;  
 в – опорный сигнал  $SERG_C(\omega t) = 1/Cos \omega t$  и переданный сигнал  $Cos \omega t$ ;  
 г – результат перемножения функций, полученных после дискретизации функций  $Cos \omega t$  и  $SERG_C(\omega t) = 1/Cos \omega t$

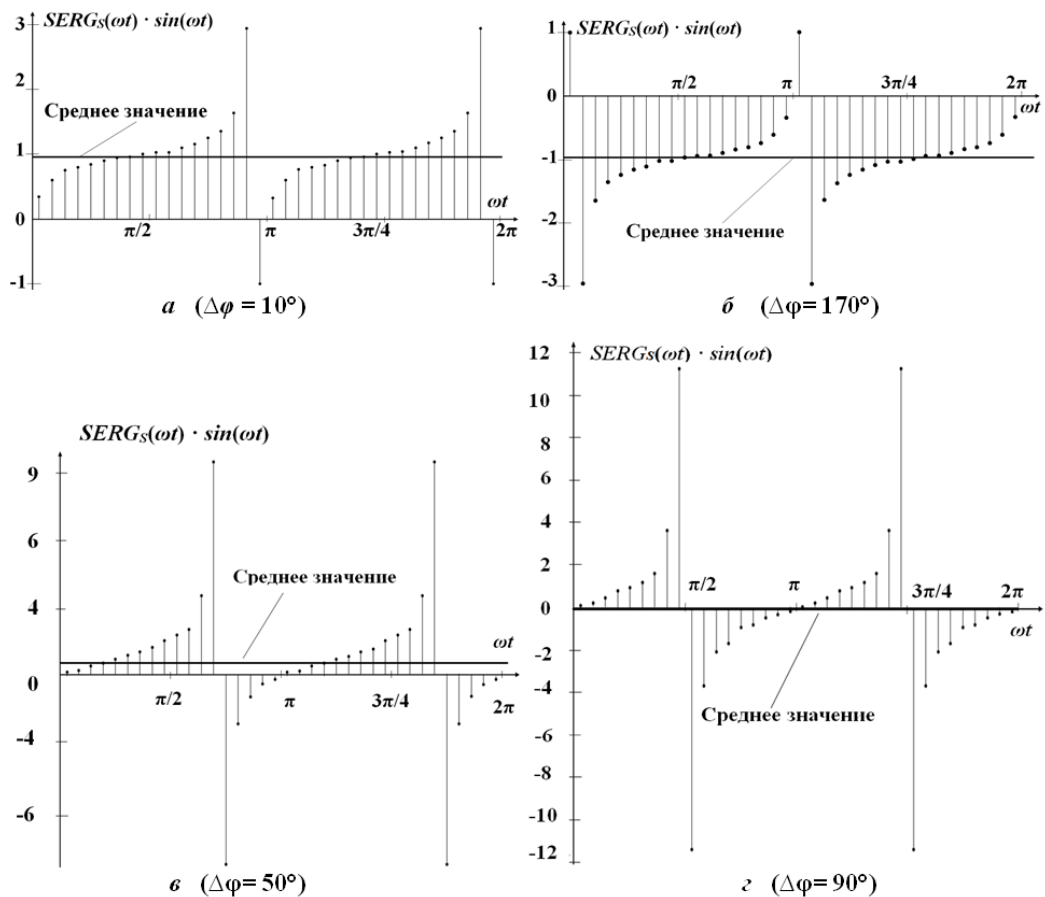


Рис. 2. Результат перемножения функций  $\sin(\omega t + \Delta \phi)$  и  $SERG_S(\omega t)$  за интервал одного периода колебаний  $T$  при сдвиге фаз  $\Delta \phi$  между ними: а –  $\Delta \phi = 10^\circ$ ; б –  $\Delta \phi = 170^\circ$ ; в –  $\Delta \phi = 50^\circ$ ; г –  $\Delta \phi = 90^\circ$

При  $\Delta\varphi = l \cdot 180^\circ$ , ( $l=0, 1, 2, \dots$ ), разность  $|U|_{1MAX}$  и второго противоположного по знаку первому отсчёту  $|U|_{2MAX}$  равна нулю:  $\Delta U = |U|_{1MAX} - |U|_{2MAX} = 0$ , а результат деления:  $|U|_{1MAX} / |U|_{2MAX} = 1$  (рис. 3). Конкретное положение (номер  $i$ ) отсчётов  $|U|_{1MAX}$ ,  $|U|_{2MAX}$  указывает на значение разности  $\Delta\varphi$  (рис. 3) и  $M_{CP}$  для этой разности  $\Delta\varphi$ . Если в (4)  $A \neq 1$ , то результаты перемножения  $k$  амплитудных отсчётов  $Sin(\omega t + \Delta\varphi)_i$  и  $SERGS(\omega t)_i$ , а также  $M_{CP}$  необходимо умножить на постоянный коэффициент  $A$ . Тогда измеренное значение:

$$\Delta U_{ИЗМ} = A \cdot |U|_{1MAX} - A \cdot |U|_{2MAX} = A \cdot \Delta U, \quad (7)$$

а значение  $A \cdot M_{CP}$  легко определяется для каждого значения  $\Delta\varphi$ .

Значение  $A \cdot M_{CP}$  изменяется от  $-A$  до  $+A$  (рис. 3), поэтому выделение параметров импульса, связанных с его амплитудой, даст результат такой же, как и при корреляционной обработке [4, 6] и с помощью

интегратора не приведёт к дополнительной «очистке» принятого сигнала от шумов.

2. Рассмотрим приём в условиях воздействия флюктуационного гауссова шума  $n(t)$ . Полагаем, что в системе обеспечена высокоточная синхронизация по фазе опорного сигнала ( $\varphi_0=0$ ). В качестве опорного сигнала используем сигнал, полученный путём дискретизации функции  $SERGS(\omega t) = 1/Sin \omega t$ .

С учетом того, что  $n(t)$  – узкополосный шум, то из-за небольшого значения набега фазы  $\varphi$  на малом временном интервале  $\Delta t_j \rightarrow 0$  (например,  $T = \Delta t_j$ ) при изменяющейся частоте  $\omega \pm \Delta\omega(t)$  в выражении (3) будем считать, что  $\pm \Delta\omega(t) \rightarrow 0$ ,  $B(t)$  постоянна по амплитуде, т.е.  $B(t) = B_j$  и учитывать лишь изменение фазы  $\varphi_n$ , её отличие  $\Delta\varphi_{nj}$  от начальной фазы опорного сигнала  $SERGS(\omega t)$ . То есть, на малом интервале времени  $\Delta t_j$ :

$$n(t)|_{\Delta t_j} = B_j \cdot Sin(\omega t + \Delta\varphi_{nj}). \quad (8)$$

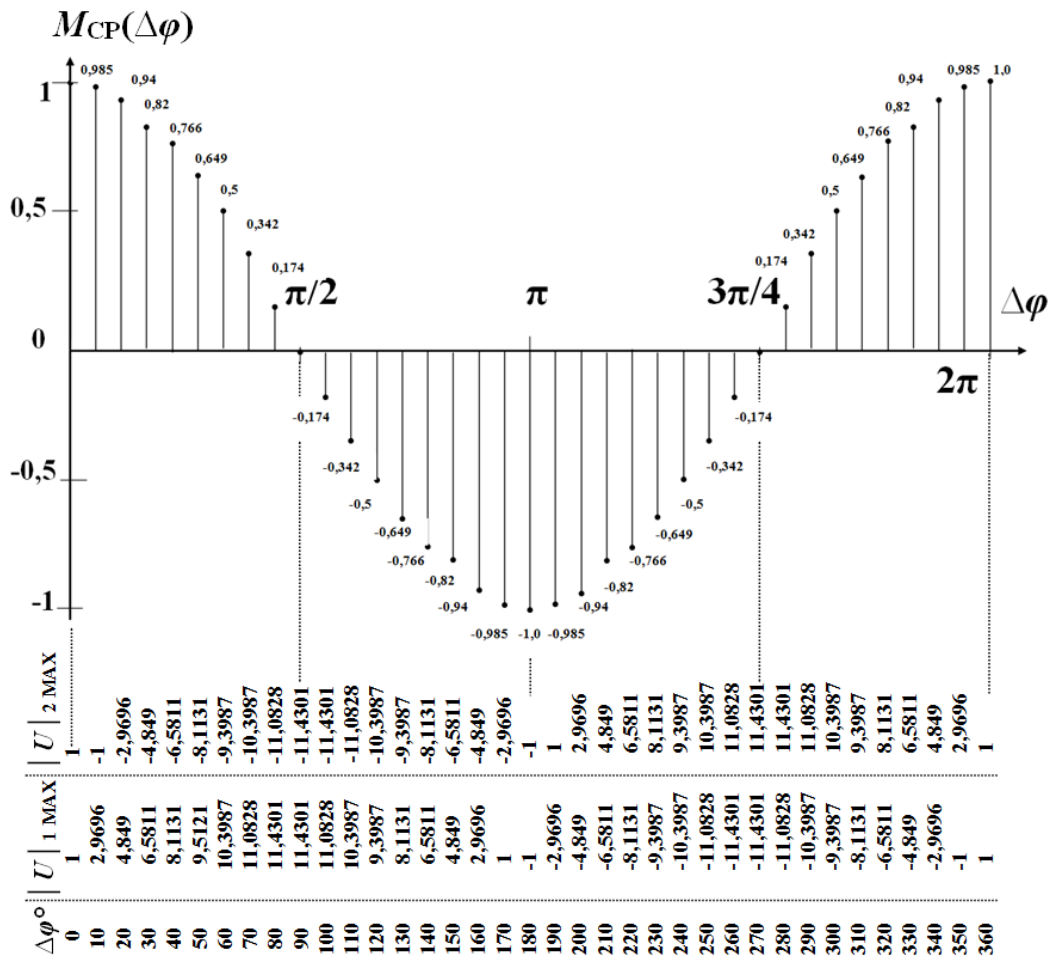


Рис. 3. Зависимость значений постоянной составляющей  $M_{CP}$  и наибольших максимальных положительных и отрицательных отсчётов первого  $|U|_{1MAX}$  и второго противоположного по знаку первому отсчёту  $|U|_{2MAX}$  (исключение  $\Delta\varphi = l \cdot 180^\circ$ ,  $l=0, 1, 2, \dots$ ) от сдвига фаз  $\Delta\varphi$  между перемножаемыми функциями  $Sin(\omega t + \Delta\varphi)_i$  и  $SERGS(\omega t)_i$  за интервал одного периода колебаний  $T$

Тогда, с учётом (8) запишем выражение (2) для интервала  $\Delta t_i$ :

$$S^*(t_j)_{\Delta t_i} = A' \cdot \sin(\omega t) + B_j \cdot \sin(\omega t + \Delta \varphi_{nj}). \quad (9)$$

Перемножив отсчёты (семплы) сигналов  $S^*(t_j)_{\Delta t_i}$  и  $SERGS(\omega t)$  получим «картинку» похожую на одну из «картинок», изображённых на рис. 2, где среднее значение  $M_{CP}^*$  за  $\Delta t_i$  будет равно:

$$M_{CP}^*_{\Delta t_i} = A' + B_j M_{CP}', \quad (10)$$

где  $M_{CP}'$  – постоянная составляющая (среднее значение за  $\Delta t_i$ ) результата перемножения  $B_j \cdot \sin(\omega t + \Delta \varphi_{nj})$  и  $SERGS(\omega t)$ .

По конкретному положению (номеру  $i$ ) наибольшего первого максимального по абсолютному значению отсчёта  $|U|_{1MAXj}^* = A' + B_j |U|_{1MAXj}$  и второго максимального по абсолютному значению отсчёта  $|U|_{2MAXj}^* = A' + B_j |U|_{2MAXj}$  определим значения разности фаз  $\Delta \varphi_{nj}$  между шумом и опорным сигналом. Зная разность  $\Delta \varphi_{nj}$  определим  $|U|_{1MAXj}$ ,  $|U|_{2MAXj}$  и их разность  $\Delta U_j$  для варианта (рис. 3), когда постоянный коэффициент  $B_j = 1$ . Затем, на основании измеренных значений отсчётов  $|U|_{1MAXj}^*$ ,  $|U|_{2MAXj}^*$  вычислим  $\Delta U_{ИЗМj}$ :

$$\begin{aligned} \Delta U_{ИЗМj} &= (A' + B_j |U|_{1MAXj}) - (A' + B_j |U|_{2MAXj}) = \\ &= B_j \Delta U_j, \end{aligned} \quad (11)$$

и определим значение  $B_j$ :

$$B_j = \Delta U_{ИЗМj} / \Delta U_j. \quad (12)$$

Зная  $|U|_{1MAXj}^*$ , а также  $B_j$  и  $|U|_{1MAXj}$  (или  $|U|_{2MAXj}^*$ ,  $|U|_{2MAXj}$  и  $B_j$ ) находим значение  $A'$ :

$$A' = |U|_{1MAXj}^* - B_j \cdot |U|_{1MAXj} = \Delta U_{ИЗМj} / \Delta U_j. \quad (13)$$

Таким образом, для каждого интервала  $\Delta t_j$  можно вычислить и значение амплитуды  $A'$  принимаемого сигнала  $S'(t)$  и значение амплитуды  $B_j$  воздействующего на него шума  $n(t)_{\Delta t_j}$ .

При использовании рассмотренного подхода в системах связи можно использовать один генератор отсчётов функций типа  $1/\sin \omega t$  при использовании дискретной фазовой модуляции [3]. При использовании различных видов многофазной модуляции [3] число таких генераторов должно равняться половине от числа фаз, которые могут принимать используемые сигналы, даже если амплитуда сигналов может принимать несколько значений.

3. Если после схемы перемножения отсчётов сигналов  $S^*(t)$  и  $SERGS(\omega t)$  поставить фильтр высокой частоты и детектор огибающей, то детектированный высокочастотный сигнал будет характеризовать только уровень шумовой компоненты, что можно

использовать для оценки качества принимаемого сигнала [7].

Выделяя изредка возникающие отрезки после фильтра высокой частоты, на которых значение высокочастотного сигнала равно нулю, что может быть только тогда, когда фазы полезного, опорного сигнала и шума совпадают или противоположны, можно полагать, что высокоточная синхронизация по фазе опорного сигнала обеспечивается. На этих отрезках шум наиболее сильно искажает сигнал. Если такие отрезки отсутствуют на продолжительном интервале времени, то это говорит о неточности синхронизации по фазе опорного сигнала.

При амплитудах принимаемых сигналов больших, чем амплитуда шума, в моменты разности фаз  $\Delta \varphi = \pm \pi/2$  (рис. 2, з) между принимаемых сигналов и опорным сигналом имеем наибольшую разность  $\Delta U^*$  между наибольшим первым максимальным по абсолютному значению отсчётом и равным ему по абсолютному значению вторым отсчётом. Максимальные абсолютные значения отсчётов при этом в 11,43 больше амплитуды принимаемого сигнала («всплески» амплитуд отсчётов), что можно использовать для автоматической подстройки фазы опорного генератора, выбирая моменты, когда  $S^*(t)$  имеет наибольшую амплитуду (при совпадении фаз полезного и опорного сигнала).

**Выводы.** 1. Перемножение функций, полученных в результате дискретизации функций типа  $\{A \cdot \sin \omega t + B(t) \cdot \sin[\omega t + \Delta \omega(t)]\} \cdot 1/\sin \omega t$  даёт постоянное значение результата перемножения амплитудных отсчётов  $\sin \omega t$  и  $1/\sin \omega t$ , и высокочастотную компоненту, что позволяет разделять полезный сигнал и шум, а также вычислить их амплитуды на коротких, равных интервалах времени.

2. Точность вычислений зависит от интервала дискретизации по времени, которая в рассматриваемом примере выбрана равной  $1/36$  длительности периода сигнала, количества уровней квантования по амплитуде, соотношения мощности сигнала к мощности шума и точности синхронизации.

3. Рассмотренный метод вычисления параметров полезного сигнала и шума может быть реализован на современной элементной базе при переносе сигнала на промежуточную частоту.

4. Наибольший интерес, предложенный метод повышения соотношения  $P_S/P_N$ , может представлять для систем, использующих радиоимпульсы с прямоугольной огибающей, например, для систем связи и радиолокации с импульсной модуляцией, фазовой и квадратурной дискретной модуляцией, в научных исследованиях. Он позволяет получить «очищенный» сигнал, который далее может «очищаться» другими методами.

## Список литературы

1. Вишнеvский В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. *Широкополосные беспроводные сети передачи информации*. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
2. Григорьев В. А., Лагутенко О. И., Распаев Ю. А. *Сети и системы радиодоступа*. М.: Эко-Трендз, 2005. 384 с.
3. *Защищённые радиосистемы цифровой передачи информации* / П. Н. Сердюков, А. В. Бельчиков, А. Е. Дронов и др. М.: АСТ, 2006. 403 с.
4. *Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника»* / С. И. Баскаков. 5-е изд. М.: Высш. шк., 2005. 462 с.
5. Тихонов В. И. *Статистическая радиотехника*. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
6. *Основы теории информации и кодирования* / И. В. Кузьмин, В. А. Кедрус. 2-е изд. К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986. 238 с.
7. Шувалов В. П. *Приём сигналов с оценкой их качества*. М.: Связь, 1979. 240 с.
8. Финк Л. М. *Теория передачи дискретных сообщений*. М.: Сов. радио, 1970. 727 с.
9. *Статистическая теория связи и её практические применения* / Под ред. Б. Р. Левина. М.: Связь, 1979. 288 с.
10. Варакин Л. Е. *Системы связи с шумоподобными сигналами*. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
2. Grigoriev V. A., Lagutenko O. I., Raspaev U. A. *Seti i sistemy radiodostupa* [Networks and systems of radioaccess]. Moscow: Eko-Trends, 2005. 384 p.
3. *Zashhishhjonnye radiosistemy cifrovoj peredachi informacii* [Protected radiosistemy of digital information transfer] / P. N. Serdukov, A. V. Belchikov, A. E. Dronov and other. Moscow: AST, 2006. 403 p.
4. *Radiotekhnicheskie cepi i signaly: Ucheb. dlja vuzov po spec. «Radiotekhnika»* [Radio Circuits and Signals: Proc. for by special institutions. "Radio engineering"] / S. I. Baskakov. Fifth edition. Moscow: High school, 2005. 462 p.
5. Tihonov V. I. *Statisticheskaja radiotekhnika* [Statistical radio engineering]. Moscow: Radio and telecommunications, 1982. 624 p.
6. *Osnovy teorii informacii i kodirovaniya* [Fundamentals of information theory and coding] / I. V. Kuzmin, V. A. Kedrus. Second edition. Kiev, High school, 1986. 238 p.
7. Shuvalov V. P. *Prijom signalov s ocenкой ih kachestva* [Reception of signals with the estimation of their quality]. Moscow: Telecommunications, 1979. 240 p.
8. Fink L. M. *Teorija peredachi diskretnyh soobshhenij* [Theory of passing of discrete messages]. Moscow: SU radio, 1970. 727 p.
9. *Statisticheskaja teorija svjazi i ejo prakticheskie primenenija* [Statistical communication theory and its practical applications]. / B. R. Levin. Moscow: Telecommunications, 1979. 288 p.
10. Varakin L. E. *Sistemy svjazi s shumopodobnymi signalami* [Telecommunication systems with noisesimilar signals]. Moscow: Radio and telecommunications, 1985. 384 p.

## References (transliterated)

1. Vishnevsky V. M., Lyahov A. I., Portnoy S. L., Shahnovich I. V. *Shirokopolosnye besprovodnye seti peredachi informacii* [Off-wire broadband of information transfer]. Moscow: Technosfera, 2005. 592 p.

*Поступила (received) 04.06.2018*

## Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

**Брезгунов Олександр Володимирович (Брезгунов Александр Владимирович, Brezgunov Oleksandr Vladimirovych)** – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри радіоелектроніки; e-mail: [brezgunovu@gmail.com](mailto:brezgunovu@gmail.com)

**Брезгунов Сергій Олександрович (Брезгунов Сергей Александрович, Brezgunov Sergey Oleksandrovych)** – спеціаліст, м. Київ, ПП, інженер; e-mail: [bigsun0407@gmail.com](mailto:bigsun0407@gmail.com)