

УДК 621.391

А.В. БРЕЗГУНОВ

ВЫЧИСЛЕНИЕ АМПЛИТУДЫ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО КОЛЕБАНИЯ УЗКОПОЛОСНОГО РАДИОИМПУЛЬСА

Розглянута ідея щодо визначення амплітуди, початковою фазою високочастотних коливань вузькосмугових радіоімпульсів і амплітуди, що впливають на них гауссових шумів, використовуючи значення комплексної огинаючої прийнятого радіоімпульсу і значень відгуків кореляторів, з різними початковими фазами коливань опорних генераторів.

Ключові слова: сигнал, шум, корелятор, початкова фаза сигналу, амплітуда, потужність.

Рассмотрена идея по определению амплитуды, начальной фазой высокочастотных колебаний узкополосных радиоимпульсов и амплитуды, воздействующих на них гауссовых шумов, используя значения комплексной огибающей принятого радиоимпульса и значений откликов корреляторов, с разными начальными фазами колебаний опорных генераторов.

Ключевые слова: сигнал, шум, коррелятор, начальная фаза сигнала, амплитуда, мощность.

Considered the idea to determine the amplitude and initial phase of high-frequency narrowband radio pulses and amplitude, induced Gaussian noise, using the values of the complex envelope of the received pulse and the values of the responses of the correlators with different initial phases of oscillations of the reference generator.

Keywords: signal, noise, correlator, the initial phase of the signal, amplitude, power.

Введение. В системах связи и радиолокации широко используются радиоимпульсы с прямоугольной огибающей с изменяющейся амплитудой и начальной фазой высокочастотных колебаний [1, 2]. Постоянно растущие требования по повышению энергетической эффективности радиотехнических систем способствовали совершенствованию способов обработки радиосигналов, в том числе и корреляционного приёма [1, 2], однако, исследования показывают новые возможности по определению параметров узкополосных радиоимпульсов и воздействующих на них флуктуационных гауссовых шумов.

Цель статьи – рассмотреть идею по определению амплитуды A , начальной фазы φ_{0i} узкополосных радиоимпульсов $S_i(t) = A \cos(\omega t + \varphi_{0i})$ длительностью T_{II} с частотой несущего высокочастотного колебания ω и амплитуды B , воздействующих на них флуктуационных гауссовых шумов $n(t)$, используя значения комплексной огибающей принятого радиоимпульса и значений откликов корреляторов, начальные фазы $\varphi_{0\Pi}$ колебаний опорных генераторов которых изменяются с шагом $\Delta\varphi_{0\Pi}$.

Основная часть. I. Пусть из линии связи с флуктуационным гауссовым шумом $n(t)$ поступает узкополосный сигнал

$$S^*(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) + n(t). \quad (1)$$

После частотной фильтрации в тракте приёма флуктуационный (без разрывов или скачков фазы) гауссов шум $n(t)$ с центральной частотой ω изменяется по частоте в полосе пропускания Π относительно ω на величину $\pm\Delta\omega(t)$ и имеет амплитуду $B(t)$ [2] ($\Delta\omega/\omega \ll 1$):

$$n(t) = B(t) \cdot \cos[(\omega t + \Delta\omega(t))]. \quad (2)$$

Так как $n(t)$ – узкополосный шум, то из-за небольшого значения набега его фазы φ_n на малом интервале времени $\Delta t_i \ll T_{II}$ Δt_i будем считать, что $\Delta\omega(t)$ незначительно изменяется, и на малом Δt_i , пренебрегая изменением частоты $\Delta\omega(t)$, $n(t)$ можно рассматривать как отрезок гармонического колебания с начальной фазой φ_{ni} :

$$n(t)|_{\Delta t_i} = B_i \cdot \cos(\omega t + \varphi_{ni}), \quad (3)$$

где B_i – среднее значение амплитуды шума $n(t)$, на интервале времени Δt_i .

Т.е. на малом интервале времени Δt_i узкополосные сигнал $S(t)$ и шум $n(t)$ имеют одинаковую форму и $S^*(t) = S(t) + n_0(t)$ – результат сложения двух гармонических колебаний $S(t)$ и $n(t)$ с разными амплитудами и начальными фазами.

За длительность $T_{II} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots + \Delta t_N$ модель “дискретного” шума $n^*(t)$:

$$n^*(t) = B_1 \cdot \cos(\omega t + \varphi_{n1}) + B_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_{n2}) + \dots + B_N \cdot \cos(\omega t + \varphi_{nN}). \quad (4)$$

Определим максимальное значение интервала времени Δt_i для шума $n^*(t)$ при корреляционном приёме.

Так как в корреляционной схеме подавление шумов в основном определяется отличием их фазы от фазы опорного колебания, определим значение набега фазы за время Δt_i при начальном значении частоты шума $n(t)$, ω_B – верхнее значение полосы пропускания тракта и ω_H – нижнее значение полосы пропускания тракта, т.е. когда набег фазы наибольший.

Найдём время Δt_i , за которое энергия $S_i(t) \cdot n(t)$ изменится на незначительную величину ε .

1. Пусть за время Δt_i значение частоты шума неизменно. Тогда, используя известное соотношение:

© А. В. Брезгунов, 2016

$$\cos a \cdot \cos b = 0,5[\cos(a - b) - \cos(a + b)], \quad (5)$$

запишем для верхнего значения ω_B :

$$S_i(t) \cdot n(t)|_{\Delta t_i} = 0,5 \cdot A_i \cdot B_i \cdot \{ \cos[(\omega_B - \omega)t + \varphi_{ni} - \varphi_0] - [\cos(\omega_B + \omega)t + \varphi_{ni} + \varphi_0] \}. \quad (6)$$

Первый член суммы (6) – это низкочастотное колебание. После интегрирования в (1) значение второго члена суммы (6) будет стремиться к нулю (и равно нулю при равном количестве положительных и отрицательных полупериодов частоты $\omega_B + \omega$).

Число периодов j колебаний для верхнего значения ω_B :

$$j = \omega_B t = \omega t + 2\pi l,$$

где l – количество частей периодов ω_0 , т.е. значение набега фазы в частях периода (0,5; 0,25; 0,75 и др.), набег фазы $l_i = 1$ соответствует набегу фазы $\psi_i = 2\pi$ ($\psi = 2\pi l$). Тогда набег фазы для ω_H найдём из:

$$\omega_H t = \omega_0 t - l, \text{ или } \psi = 2\pi(\omega_0 - \omega_H)t = \pi l t.$$

Набег фазы для ω_B :

$$\psi = 2\pi(\omega_B - \omega_0)t = \pi l t.$$

При $\psi = 11,25^\circ$ ($\pi/16$) значение $S_i(t) \cdot n(t) = \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t + \pi/16)$ уменьшится относительно $\psi = 0^\circ$ на $\varepsilon < 1,93\%$ за $\Delta t_i = 1/16\pi$, а при $\psi = 22,5^\circ$ ($\pi/8$) за $\Delta t_i = 1/8\pi - \varepsilon < 7,62\%$. Но, если $\psi = 78,75^\circ$, то значение $S_i(t) \cdot n(t)$ уменьшится относительно $\psi = 67,5^\circ$ на $\varepsilon \approx 50\%$, однако здесь значение $S_i(t) \cdot n(t)$ будет в $k > 5$ раз меньше $S_i(t) \cdot n(t)$ при $\psi = 0^\circ$.

2. Нетрудно убедиться, что при линейном изменении частоты или при постоянных значениях частот $(\omega_0 - \omega_H)/2$ и $(\omega_0 + \omega_H)/2$:

$$\psi = \pi(\omega_0 - \omega_H)t = \pi l t / 2 \text{ и } \psi = \pi(\omega_B - \omega_0)t = \pi l t / 2.$$

Т.е. здесь за $\Delta t_i = 1/8\pi$ $\varepsilon < 1,93\%$, а за $\Delta t_i = 1/4\pi - \varepsilon < 7,62\%$.

Понятно, что чем меньше значение Δt_i , тем меньше ε . Так как реально частота шума $n(t)$ изменяется и флюктуирует обычно не по линейному закону, то значение Δt_i может быть выбрано равным:

$$\Delta t_i \leq 1/(16\pi \dots 32\pi). \quad (7)$$

II. Поступивший узкополосный сигнал (1) с учётом (4) можно записать:

$$S^*(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) + n^*(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) + B_1 \cdot \cos(\omega t + \varphi_{n1}) + B_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_{n2}) + \dots + B_N \cdot \cos(\omega t + \varphi_{nN}). \quad (8)$$

За каждый интервал времени Δt_i на выходах K корреляторов, полагая для упрощения записи, что

сигналы с опорных генераторов корреляторов имеют единичную амплитуду получаем K откликов:

$$Y_j = \int [A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) + B_i \cdot \cos(\omega t + \varphi_{ni})] \cdot \cos(\omega t + \varphi_{0j}) dt, \quad (9)$$

где $j = 1 \dots K$.

После интегрирования (9), используя (5) (компоненты полученной суммы с $2\omega t$ будут стремиться к нулю) можно записать для интервала времени Δt_i :

$$Y_j = A_{II} \cos(\varphi_0 - \varphi_{0j}) + B_{III} \cos(\varphi_{ni} - \varphi_{0j}), \quad (10)$$

где в результате интегрирования компонент постоянных составляющих суммы в (9) по линейному закону

$$A_{II} = 0,5 \cdot \Delta t_i \cdot A, \quad B_{III} = 0,5 \cdot \Delta t_i \cdot B_i. \quad (11)$$

III. Имея возможность на каждом (коротком) интервале времени Δt_i получать значение комплексной огибающей принятого радиоимпульса $S^*(t)$, выделим интервалы, где значение огибающей максимально и минимально. Из (8) видно, что амплитуда $S^*(t)$ на интервале Δt_k будет:

- максимальна $S_{МАКС}$ на интервале Δt_k и равна $(A + B_k)$ если $\varphi_0 = \varphi_{nk}$;
- минимальна $S_{МИН}$ на интервале Δt_m , когда $\varphi_0 = -\varphi_{nm}$, равна $(A - B_m)$ на интервале Δt_m при $A > B_k$ и равна $(B_k + 2A)$ при $A < B_k$ (фаза ВЧ колебания $\varphi_{\Sigma k}$ противоположного знака фазе ВЧ колебания радиоимпульса φ_0).

Для такого варианта с двумя интервалами Δt_m и Δt_k можно ориентировочно определить значения значения амплитуды радиоимпульса и шума амплитуды полагая, что $B_k \approx -B_m$ для $(A > B_k)$:

$$A_{km} \approx 0,5(S_{МАКС} + S_{МИН}); \quad B_{km} \approx 0,5(S_{МАКС} - S_{МИН}), \quad (12)$$

а для $A < B_k$:

$$B_{km-} \approx 0,5(S_{МАКС} + S_{МИН}); \quad A_{km-} \approx 0,5(S_{МАКС} - S_{МИН}). \quad (13)$$

Так как B_k может отличаться от B_m и B_i и от амплитуд шума на других интервалах, то могут быть ещё интервалы времени Δt_i с $\varphi_0 = \varphi_{ni}$ и $\varphi_0 = -\varphi_{ni}$.

Из (12) или (13) получаем, что максимальная погрешность значений A_{km} и B_{km} определяется максимальной $B_{МАКС}$ и минимальной $B_{МИН}$ амплитудой шума

$$\delta_{МАКС} \approx 2(B_{МАКС k} - B_{МИН m}). \quad (14)$$

Уменьшить погрешность δ можно при более точном вычислении амплитуды шума, получив его среднее значение $B_{СР}$, используя значение откликов корреляторов.

IV. Для вычисления амплитуды шума будем использовать значения откликов коррелятора, начальная фаза опорного генератора которых $\varphi_{0\Pi-\pi/2}$ сдвинута относительно начальной фазы колебаний опорного генератора $\varphi_{0\Pi}$ с максимальным значением отклика $Y_{iМАКС} = Y_j$ на интервале Δt_k на $\pi/2$ и значения откликов коррелятора, начальная фаза опорного генератора которых совпадает с начальной фазой φ_0 ВЧ колебания.

Полагаем, что начальные фазы ВЧ колебания и шума на интервале Δt_k равны $\varphi_0 = \varphi_{ni}$, тогда значение отклика коррелятора с начальной фазой опорного генератора $\varphi_{0\Pi-\pi/2}$ на интервале Δt_k

$$Y_{j-\pi/2} = A_{II} \cos(\varphi_0 - \pi/2) + B_{II} \cos(\varphi_{ni} - \pi/2) = 0. \quad (15)$$

Выбрав интервалы Δt на которых значение отклика коррелятора стремится к значению, при котором сдвиг фаз между фазой $\Delta\varphi = \varphi_0 \pm \varphi_{ni}$ не приводит к значительной погрешности значений A_{II} и B_{II} ,

$$Y_{j-\pi/2} = A_{II} \cos(\varphi_0 - \pi/2) + B_{II} \cos(\varphi_0 \pm \Delta\varphi_{ni} - \pi/2) \leq \Theta, \quad (16)$$

определим среднее значение суммы амплитуды радиоимпульса A и амплитуды шума, почти синфазного с ВЧ колебанием радиоимпульса B_+ для наибольших N значений комплексной огибающей принятого радиоимпульса $S_{МАКС1}, S_{МАКС2}, \dots, S_{МАКСN}$:

$$(A+B_+)_{CP} = (S_{МАКС1} + S_{МАКС2} + \dots + S_{МАКСN})/N. \quad (17)$$

Для наименьших значений комплексной огибающей принятого радиоимпульса, число которых удовлетворяет условию (16) может быть равно M для $Y_{j-\pi/2}$ положительного знака: $S_{МИН1}, S_{МИН2}, \dots, S_{МИНM}$ и равно L для $Y_{j-\pi/2}$ отрицательного знака: $S_{МИН-1}, S_{МИН-2}, \dots, S_{МИН-L}$.

Если знак $Y_{j-\pi/2}$ положителен, то

$$(A-B_+)_{CP} = (S_{МИН1} + S_{МИН2} + \dots + S_{МИНM})/M. \quad (18)$$

Если знак $Y_{j-\pi/2}$ отрицателен, то шум и ВЧ колебание радиоимпульса противофазны, а

$$(B_- - A)_{CP} = (S_{МИН-1} + S_{МИН-2} + \dots + S_{МИН-L})/L. \quad (19)$$

При знании средних значений $(A+B_+)_{CP}$, $(A-B_+)_{CP}$ и $(B_- - A)_{CP}$, определим значения значения амплитуды радиоимпульса и шума амплитуды для $(A > B_k)$:

$$\begin{aligned} A_{CP} &\approx 0,5[(A+B_+)_{CP} + (A-B_+)_{CP}]; \\ B_{km} &\approx 0,5[(A+B_+)_{CP} - (A-B_+)_{CP}], \end{aligned} \quad (20)$$

а для $A < B_k$

$$\begin{aligned} B_{CP} &\approx 0,5[(A+B_+)_{CP} + (A-B_+)_{CP}]; \\ A_{CP} &\approx 0,5[(A+B_+)_{CP} - (A-B_+)_{CP}]. \end{aligned} \quad (21)$$

Значения $S_{МАКС}$ и $S_{МИН}$ можно вычислять по значениям откликов корреляторов, используя (11).

С учётом (16) значение Θ , используемое для отбора откликов корреляторов, зададим таким образом, чтобы нормированные отклики $Y_{j-\pi/2}^* = Y_{j-\pi/2}/0,5\Delta t_i B_{km-}$ и $Y_{j-\pi/2}^* = Y_{j-\pi/2}/0,5\Delta t_i B_{km}$ имели значение $0,053 \dots 0,1$, что соответствует расхождению фаз между фазой шума и опорным колебанием сдвинутым на $\pi/2$ в (16) при $\varphi_0 = 0$:

$$\Delta\varphi_{ni} = (\pm\pi/128 \dots \pm\pi/64) \text{ или } (\Delta\varphi_{ni} = \pm 6,125^\circ \dots \pm 3,0625^\circ). \quad (22)$$

Для откликов корреляторов с Y_j , при отличиях фазы шума и опорного колебания на $\Delta\varphi_{ni} = (\pm\pi/128 \dots \pm\pi/64)$ значение изменится в $0,9986 \dots 0,9943$ раза.

Если значение максимального отсчёта $(A+B)_{МАКС}$ больше значения $Y_{iМАКС}/0,5\Delta t_i$, то это значение можно использовать для подстройки фаза опорного генератора коррелятора на угол:

$$\varphi_{ПОД} = \arcsin[(A+B)_{МАКС} - Y_{iМАКС}/0,5\Delta t_i] / (A+B)_{МАКС}. \quad (23)$$

Начальная фаза колебания опорного генератора $\varphi_{ОТС}$ одного из корреляторов относительно которой, отсчитываются значения начальных фаз других колебаний и будет показывать начальную фазу ВЧ колебанием радиоимпульса φ , которая у нас ранее для компактности записи считалась равной нулю $\varphi_0 = 0$. Зная φ , с учётом (22), можно принимать решения о переданном сигнале с любой фазовой модуляцией с минимальным отличием фаз $\Delta\varphi_{МИН} < 2\pi/64$, а зная амплитуду A ВЧ колебания радиоимпульса можно демодулировать и сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией QAM (при $\Delta\varphi_{МИН} < 2\pi/64$):

$$A_I = A \cos\varphi \text{ и } A_Q = A \cos(\varphi - \pi/2), \quad (24)$$

где A_I – амплитуда синфазной компоненты сигнала и A_Q – амплитуда квадратурной компоненты сигнала.

V. Если в радиоимпульсе $S^*(t)$ после подстройки фазы опорного генератора коррелятора ($\varphi_0 = \varphi_{0\Pi}$) получить значения отсчётов S^*_i, S^*_j и т.д. в точках, где значения ВЧ колебания радиоимпульса без шумов должны быть равны нулю ($\varphi_0 = 0, \pi, 2\pi$ и т.д.), то вычислив среднее этих отсчётов, можно подучить ориентировочное значение амплитуды шума B^*_{CP} . Это можно использовать для сравнения с результатами (12), (13) и (20), (21).

Зная сопротивление нагрузки, на котором выделяется напряжение $S^*(t)$ и ориентировочное значение мощности шума, можно определить ориентировочное значение вероятности ошибки приёма сигнала (например, QAM) для обычного корреляционного метода [1]. Для многих видов манипуляции широко распространены зависимости вероятности ошибки бита от отношения мощности сигнала к мощности шума для различных методов приёма [1].

В зависимости от требований к достоверности, скорости передачи использую (12), (13) или (20), (21) или значение амплитуды шума B^*_{CP} (при известном значении A) можно реализовать адаптивную обработку приёмником.

При необходимости приёма в условиях изменяющейся несущей частоты, одним из решений может быть многоканальная схема, в каждом из каналов, настроенным на определённую частоту которой осуществляется обработка с использованием выше рассмотренных идей. По каналу с наибольшим значением A и определяется несущая частота.

Выводы. 1. Рассмотренная идея определения амплитуды A , начальной фазы φ_{0i} узкополосных радиоимпульсов $S_i(t)$ и амплитуды B , воздействующих на них флюктуационных гауссовых шумов $n(t)$, используя значения комплексной огибающей принятого радиоимпульса и значений откликов корреляторов, может быть использована при реализации систем обработки различных сигналов.

2. Возможность осуществления принятия решений о параметрах переданного сигнала в условиях, когда уровень узкополосного сигнала ниже уровня шумов, может позволить реализовать энергетически высокоэффективные радиотехнические системы, снизить их негативное влияние на живые организмы.

3. Рассмотренный подход может рассматриваться как обработка сигнала по “наиболее надёжным временным интервалам сигнала”, когда количество

этих интервалов выбирается исходя из степени адаптации системы обработки к условиям приёма.

4. Каждый вариант определения амплитуды A , начальной фазой φ_{0i} радиоимпульсов и амплитуды B шумов может использоваться самостоятельно в конкретных радиотехнических системах.

5. Реализация рассмотренной идеи сдерживается временными затратами на обработку принятого сигнала $S^*(t)$, но постоянное увеличение быстродействия элементной базы аппаратуры вызывает оптимизм.

Список литературы

1. Кузьмин И. В. Основы теории информации и кодирования / И. В. Кузьмин, В. А. Кедрус. – К.: Вища шк., 1986. – 238 с.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. “Радиотехника”/ С. И. Баскаков. – М.: Высш. шк., 2005. – 462 с.

References (transliterated)

1. Kuzmin I. V., Kedrus V. A. *Osnovy teorii informacii i kodirovaniya* [Fundamentals of information theory and coding]. – Kiev, High school Publ., 1986, 238 p.
2. Baskakov S. I. *Radiotekhnicheskie cipi i signaly: Ucheb. dlja vuzov po spec. “Radiotekhnika”* [Radio Circuits and Signals: Proc. for by special institutions. “Radio engineering”]. – Moscow: High school Publ., 2005, 462 p.

Поступила (received) 05.09.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Обчислення амплітуди і початкової фази високочастотного коливання вузькосмугового радіоімпульсу / О. В. Брезгунов // Вісник НТУ “ХПІ”. Серія: Радіофізика та іоносфера. – Х.: НТУ “ХПІ”, 2016. – № 34 (1206). – С. 17–20. – Бібліогр.: 2 назв. – ISSN 2078-9998.

Вычисление амплитуды и начальной фазы высокочастотного колебания узкополосного радиоимпульса / А. В. Брезгунов // Вестник НТУ “ХПИ”. Серия: Радиофизика и ионосфера. – Х.: НТУ “ХПИ”, 2016. – № 34 (1206). – С. 17–20. – Библиогр.: 2 назв. – ISSN 2078-9998.

The calculation of the amplitude and initial phase of high-frequency fluctuations of narrowband radar pulse / O. V. Brezgunov // Bulletin of NTU “KhPI”. Series: Radiophysics and ionosphere. – Kharkov: NTU “KhPI”, 2016. – No. 34 (1206). – P. 17–20. – Bibliogr.: 2. – ISSN 2078-9998.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Брезгунов Олександр Володимирович – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет “Харківський політехнічний інститут”, старший викладач кафедри радіоелектроніки; тел.: (066) 097-32-85; e-mail: Brezgunov@inbox.ru.

Брезгунов Александр Владимирович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет “Харьковский политехнический институт”, старший преподаватель кафедры радиоэлектроники; тел.: (066) 097-32-85; e-mail: Brezgunov@inbox.ru.

Brezgunov Oleksandr Vladivirovych – Candidate of Technical Sciences (Ph. D.), National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”, Associate Professor at the Department of Radioelectronics; tel.: (066) 097-32-85; e-mail: Brezgunov@inbox.ru.