

УДК 621.391

А.В. БРЕЗГУНОВ, С.А. БРЕЗГУНОВ

## ФИЛЬТРАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ШУМА

Розглянуто ідею обробки сигналів, за допомогою шуму, що генерується в пристрої фільтрації. У статті проведено оцінку значення шумової компоненти сигналу після фільтрації.

**Ключові слова:** сигнал, шум, кореляція, фільтрація, амплітуда, потужність.

Рассмотрена идея обработки сигналов, с помощью шума, генерируемого в устройстве фильтрации. В статье проведена оценка значения шумовой компоненты сигнала после фильтрации.

**Ключевые слова:** сигнал, шум, корреляция, фильтрация, амплитуда, мощность.

We consider the idea of signal processing by the noise generated in the filtering device. The article evaluated value of the noise signal component after filtering.

**Keywords:** signal, noise, correlation, filtration, amplitude, power.

**Введение.** Фильтрация электрических сигналов широко используется для уменьшения влияния помех каналов связи  $n_0(t)$  на решение о переданном сигнале  $S(t)$  в системах связи, локации и др. [1, 2]. В условиях, когда мощность  $P_S$  принятого сигнала  $S^*(t)=S(t)+n_0(t)$  мала по сравнению с мощностью принятой помехи  $P_N$ , для повышения соотношения  $P_S/P_N$  можно многократно передавать сигнал  $S(t)$  и использовать отличие помех в принятых реализациях –  $n_i(t) \neq n_j(t)$  [1]. Если сигнал  $S(t)$  не может быть передан несколько раз, то для повышения соотношения  $P_S/P_N$ , можно на принятый сигнала  $S^*(t)$  воздействовать пропущенным через фильтр с полосой пропускания  $\Delta\omega$  равной полосе пропускания  $\Delta\omega$  устройства приёма сигнала  $S^*(t)$ , флуктуационным гауссовым шумом  $n_1(t)$ , имеющим среднюю мощность  $P_{N1}$  равную средней мощности принятой помехи  $P_{N0}$ . Полученный сигнал  $S^{**}(t)=S(t)+n_0(t)+n_1(t)$  может быть определённым образом ограничен по амплитуде и пропущен через фильтр с полосой пропускания  $\Delta\omega$  для того, чтобы средняя мощность шума  $n_{\Sigma}=n_0(t)+n_1(t)$   $P_{\Sigma}$  не превышала мощности принятой помехи  $P_{N0}$  и шум  $n_{\Sigma}(t)$  максимально отличался во временной области от помехи  $n_0(t)$ . Выбор определённых подходов для оценки пригодности определённых отрезков  $\Delta t_i S^{**}(t)$  из конкретной реализации сигнала  $S^{**}(t)$  может позволить подобрать наиболее подходящие отрезки  $\Delta t_i S^{**}(t)$  из реализаций, полученных при различных “формах” флуктуационного гауссового шума, для повышения соотношения  $P_S/P_N$  принятого сигнала.

**Цель статьи** – разработать предложения по повышению соотношения  $P_S/P_N$ , на основании изучения изменения на интервале времени: принятого сигнала  $S^*(t)=S(t)+n_0(t)$ ; помехи (шума) канала связи  $n_0(t)$ ; флуктуационного гауссового шумом  $n_1(t)$ , после узкополосной фильтрации; сигнала, полученного из  $S^*(t)$  после воздействия флуктуационного гауссового шума  $S^{**}(t)=S(t)+n_0(t)+n_1(t)$  при различных сдвигах фаз  $\Delta\varphi$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$ , а также предложить метод фильтрация широкополосного сигнала  $S^*(t)$  с помощью шума  $n_1(t)$ .

**Основная часть.** Пусть из линии связи с флуктуационным гауссовым шумом (помехой), на

несущей частоте  $\omega$  с начальной фазой  $\varphi_0$  и амплитудой  $A$  поступает узкополосный сигнал (рис. 1)

$$S(t)=A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) + n_0(t). \quad (1)$$

После частотной фильтрации в тракте приёма флуктуационный гауссов шум  $n_0(t)$  с центральной частотой  $\omega$  изменяется по частоте в полосе пропускания  $\Delta\omega$  относительно  $\omega$  на величину  $\pm\Delta\omega(t)$  и имеет амплитуду  $B(t)$  [2] ( $\Delta\omega/\omega \ll 1$ ):

$$n_0(t)=B(t) \cdot \cos[(\omega t + \Delta\omega(t))]. \quad (2)$$

Так как  $n_0(t)$  – узкополосный шум, то из-за небольшого значения набега его фазы  $\varphi_n$  на малом интервале времени  $\Delta t_i$  будем считать, что  $\Delta\omega(t)$  незначительно изменяется, и на малом  $\Delta t_i$ , пренебрегая изменением частоты  $\Delta\omega(t)$ ,  $n_0(t)$  можно рассматривать как отрезок гармонического колебания с начальной фазой  $\varphi_{ni}$  (рис. 1):

$$n_0(t)|_{\Delta t_i} = B_{i0} \cdot \cos(\omega t + \varphi_{ni}), \quad (3)$$

где  $B_i$  – среднее значение амплитуды шума  $n_0(t)$ , на интервале времени  $\Delta t_i$ .

Т.е. полагаем, что на малом интервале времени  $\Delta t_i$  узкополосные сигнал  $S(t)$  и шум  $n_0(t)$  имеют одинаковую форму – это отрезки косинусных функций.

Принятый сигнал на интервале времени  $\Delta t_i$   $S^*(t)=S(t)+n_0(t)$  – результат сложения двух гармонических колебаний  $S(t)$  и  $n_0(t)$  с разными амплитудами и начальными фазами (рис. 1).

Если использовать внешний генератор флуктуационного гауссового шума, то можно, применяя частотный фильтр с полосой пропускания  $\Delta\omega$ , зная среднюю мощность принятой помехи  $P_{N0}$ , получить шум  $n_0(t)$ , имеющий среднюю мощность  $P_{N1}$  равную средней мощности принятой помехи  $P_{N0}$ . Тогда, не трудно получить сигнал  $S^{**}(t)=S(t)+n_0(t)+n_1(t)$ . Но, без ограничения по амплитуде средняя мощность  $P_{CP\Sigma}$  шума

© А. В. Брезгунов, С. А. Брезгунов, 2016

$n_{\Sigma}(t) = n_0(t) + n_1(t)$  будет равна  $P_{N0} + P_{N1}$  (шумы  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  не коррелированы), что может привести только к уменьшению соотношения  $P_S/P_N$ . Поэтому, введём «плавное» амплитудное ограничение сигнала  $S^{**}(t)$  (амплитудная фильтрация) таким образом, чтобы его амплитуда не превышала амплитуды сигнала  $S^*(t)$  в те же моменты времени. Тогда, на интервале времени, где амплитуды шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  имеют разные знаки, мощность шума  $n_{\Sigma}$  будет уменьшаться, а амплитуда сигнала  $S^{**}(t)$  будет изменяться не по гармоническому закону (рис. 1). После прохождения сигнала  $S^{**}(t)$  через частотный фильтр с полосой пропускания  $\Delta\omega$  (частотная фильтрация) соотношение  $P_S/P_N$  будет возрастать на этом интервале времени. Также, на этом интервале времени «форма» шума  $n_{\Sigma}(t)$  будет существенно отличаться от «формы» шума  $n_0(t)$ , т.е. шумы  $n_{\Sigma}(t)$  и  $n_0(t)$  будут существенно декоррелированы.

Введя кроме ограничителя амплитуды по закону сигнала  $S^*(t)$  два пороговых устройства разных полярностей, обеспечивающих прохождение через них части сигнала  $S^{**}(t)$ , превысившего амплитудный порог полупериодов  $S^*(t)$  положительной и отрицательной полярности, можно контролировать значение мощности  $P_{N1}$  шума  $n_1(t)$  на этом интервале времени.

Введя также два пороговых устройства разных полярностей с порогами  $S_{*i}^*(t)$ , инверсными порогами  $S^*(t)$ , можно обеспечить прохождение через них части шума  $n_1(t)$ , превысившего амплитудный порог полупериодов шума  $n_1(t)$  положительной и отрицательной полярности, можно определять моменты времени, с превышением шумом  $n_1(t)$  порога  $S_{*i}^*(t)$ , когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  не совпадают.

Когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  совпадают, то сигнал  $S^*(t)$  и шум  $n_1(t)$  синфазны, когда амплитуда  $B_{in1}$  шума  $n_1(t)$  максимальна (амплитуда сигнала  $S^*(t)$  больше амплитуды шума  $n_1(t)$ ), и противофазны, когда амплитуда  $B_{i1}$  шума  $n_1(t)$ , превысившего порог  $S^*(t)$ , равна нулю. Когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  не совпадают, то сигнал  $S^*(t)$  и шум  $n_1(t)$  синфазны, когда часть амплитуды  $\Delta B_{in1}$  шума  $n_1(t)$ , превысившая порог  $S^*(t)$  максимальна (амплитуда шума  $n_1(t)$  больше амплитуды сигнала  $S^*(t)$ ), и противофазны, когда часть амплитуды  $\Delta B_{in1}$  шума  $n_1(t)$ , превысившая порог  $S_{*i}^*(t)$  максимальна, а амплитуда  $B_{in1}$  шума  $n_1(t)$ , превысившего порог  $S^*(t)$ , равна нулю.

Таким образом, можно получить шесть каналов для обработки сигнала  $S^*(t)$ :

- первый канал, обеспечивающий выделение сигнала  $S^{**}(t)$  ограниченного амплитудным порогом  $S^*(t)$ ;
- второй канал, обеспечивающий выделение сигнала  $S^{**+}(t)$ , превысившего амплитудный порог  $S^*(t)$  полупериода положительной полярности;

- третий канал, обеспечивающий выделение сигнала  $S^{**}(t)$ , превысившего амплитудный порог  $S^*(t)$  полупериода отрицательной полярности;
- четвёртый канал, обеспечивающий выделение части шума  $n_1(t)$ , превысившего амплитудный порог  $S_{*i}^*(t)$  полупериода отрицательной полярности;
- пятый канал, обеспечивающий выделение части шума  $n_1(t)$ , превысившего амплитудный порог  $S_{*i}^*(t)$  полупериода положительной полярности;
- канал с выхода частотного фильтра, обеспечивающего формирование шума  $n_1(t)$ , позволяющего измерять значение мощности  $P_{N1}$ .

Когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  совпадают (см. рис. 1), при одинаковых амплитудах  $B_i$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  на малом интервале времени  $\Delta t_i$  ( $B_{in0} = B_{in1}$ ) длительность временных интервалов сигнала  $S^{**}(t)$ , оставшихся без изменения относительно сигнала  $S^*(t)$  от воздействия шума  $n_1(t)$  (интервалы  $-\delta$ ) существенно зависит от сдвига фаз  $\Delta\phi$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$ . Амплитуда шума  $n_{\Sigma}(t)$  значительно уменьшается при приближении сдвига фаз  $\Delta\phi$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  к  $180^\circ$  и естественно будет равна нулю при  $\Delta\phi = 180^\circ$ . Чем меньше амплитуда сигнала  $S(t)$ , тем меньше временные интервалы сигнала  $S^{**}(t)$ , оставшиеся без изменения.

Из результата графического сложения шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  (рис. 1) можно увидеть, что для  $\Delta\phi > 135^\circ$ , если  $A(t) \ll B(t)$ , то амплитуда  $B_{\Sigma}$  шума  $n_{\Sigma}(t)$  на интервале  $\Delta t_i$  будет меньше амплитуды  $B_{in0}$  шума  $n_0(t)$  и равна:

$$B_{\Sigma} |_{\Delta t_i} \approx 0,7 B_{in0}, \quad (4)$$

а сдвиг фаз  $\Delta\phi$  шума  $n_{\Sigma}(t)$  относительно шума  $n_0(t)$  будет около  $22,5^\circ$ . Средняя амплитуда шума  $n_{\Sigma}(t)$  для рассмотренного сигнала  $S^*(t)$  уменьшится почти до нуля.

Выбрав отрезки сигналов  $S^{**}(t)$ , полученных описанным выше способом (временная фильтрация) для  $K$  повторов сигнала  $S^*(t)$ , для которых амплитуда шума  $n_1(t)$  после порогового устройства с порогом  $S^*(t)$  мала ( $\Delta\phi > 135^\circ$ ) или равна нулю ( $\Delta\phi = 180^\circ$ ), можно реализовать несколько вариантов фильтрации сигнала  $S^*(t)$ .

**Вариант 1 – фильтрация узкополосного сигнала  $S^*(t)$ .** Сигнал  $S^*(t)$  длительностью  $\tau$  делится на отрезки длительностью  $\Delta t_i$ , на которых среднее значение амплитуды  $B_i$  и  $A_i$  шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  и их сдвиг фаз с определённой степенью точности можно считать постоянными. Идея уменьшения мощности шумов основана на том, что в  $i$ -ом временном отрезке сигнала  $S^{**}_1(t)$  в 1-ой реализации, шум  $n_{\Sigma}(t)$  отличается от реализации шума  $n_{\Sigma}(t)$   $i$ -той реализации сигнала  $S^{**}_2(t)$ , т.е. эти шумы значительно декоррелированы между собой, а сигнал  $S(t)$  во всех реализациях одинаков. Из-за того, что реально амплитуды  $B_i$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  на малом интервале времени  $\Delta t_i$  в большинстве случаев будут отличаться ( $B_{in0} \neq B_{in1}$ ), а также и  $B_{in1}$  будут отличаться от средней

амплитуды шума  $B_{n1CP}$ , то даже при равных значениях сигналов  $S^{**}(t)$  могут быть выбраны отрезки сигнала  $S^{**}(t)$ , на которых сдвиг фаз  $\Delta\varphi$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$

будет различным. Временные “интервалы б” для каждой реализации также будут отличаться.

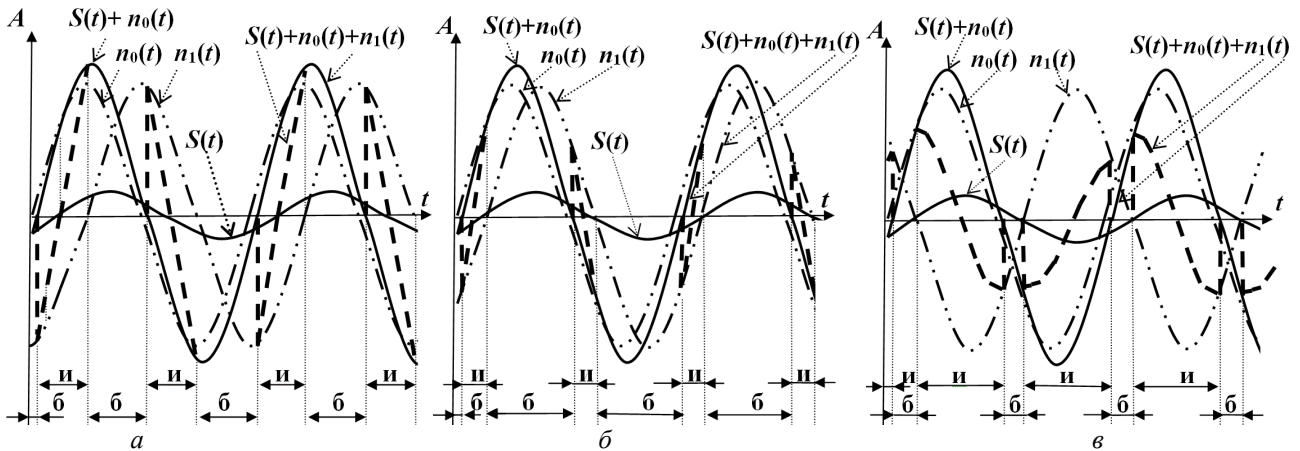


Рис. 1 – Изменения на интервале времени  $\Delta t_i$  переданного сигнала  $S(t)$ ; принятого сигнала  $S^*(t)=S(t)+n_0(t)$ ; помехи канала связи  $n_0(t)$ ; флукутационного гауссового шума  $n_1(t)$ , после узкополосной фильтрации; сигнала, полученного из  $S^*(t)$  после воздействия флукутационного гауссового шума  $S^{**}(t)=S(t)+n_0(t)+n_1(t)$  при сдвиге фаз  $\Delta\varphi$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$ : а –  $\Delta\varphi = 90^\circ$ ; б –  $\Delta\varphi = 45^\circ$ ; в –  $\Delta\varphi = 135^\circ$ . На графиках обозначены: сплошная линия, показывающая порог ограничения амплитуды сигнала  $S^{**}(t)$ , где  $S^*(t)$  остается без изменения от воздействия  $n_1(t)$  (интервалы – б); прерывистая линия, показывающая отрезок сигнала  $S^{**}(t)$  с амплитудой ниже порога ограничения, где  $S^*(t)$  изменяется от воздействия  $n_1(t)$  (интервалы – и).

Для этого выбираем отрезки сигналов  $S^{**}(t)$ , которые не превышают порог  $\pm S^*(t)$ , для реализаций, когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  совпадают. Выбираем отрезки сигналов  $S^{**}(t)$ , которые не превышают порог  $\pm S^*(t)$ , для реализаций, когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  противоположны (часть амплитуды  $\Delta B_{in1}$  шума  $n_1(t)$  превысила порог  $S^*_{и}(t)$  на величину  $\Delta n_1(t)=|n_1(t)|-|S^*_{и}(t)|$ ). Получаем набор отрезков сигналов  $S^{**}(t)$  на интервале времени  $\Delta t_i$ , отличающихся не только сдвигом фаз  $\Delta\varphi$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$ , но и мощностью шумов  $n_{\Sigma}(t)$ , которая ниже мощности шумов  $n_0(t)$ , но имеющие одинаковые “интервалы б” разной длительности. Сдвиг фаз шума  $n_1(t)$  относительно шума  $n_0(t)$  выбирается от  $\Delta\varphi > 90^\circ$  (амплитуда частот сигнала  $S^{**}(t)$  превысила амплитудный порог  $S^*(t)$ , но ниже амплитуды, соответствующей  $\Delta\varphi \approx 90^\circ$ ) до  $\Delta\varphi \approx 180^\circ$  (амплитуда сигнала  $S^{**}(t)$  не превысила амплитудный порог  $S^*(t)$ ).

Получим набор реализаций:

$$\begin{aligned} S^{**}_1(t) &= S(t) + n_{\Sigma 1}(t) = S(t) + n_0(t)|_{\langle\langle\text{б}1\rangle\rangle} + n_{\Sigma 1}(t)|_{\langle\langle\text{и}1\rangle\rangle}; \\ S^{**}_2(t) &= S(t) + n_{\Sigma 2}(t) = S(t) + n_0(t)|_{\langle\langle\text{б}2\rangle\rangle} + n_{\Sigma 2}(t)|_{\langle\langle\text{и}2\rangle\rangle}; \\ \dots \dots \dots \\ S^{**}_K(t) &= S(t) + n_{\Sigma K}(t) = S(t) + n_0(t)|_{\langle\langle\text{б}K\rangle\rangle} + n_{\Sigma K}(t)|_{\langle\langle\text{и}K\rangle\rangle}. \end{aligned} \quad (5)$$

При сдвиге фаз шума  $n_1(t)$  относительно шума  $n_0(t)$  на  $\Delta\varphi \approx 90^\circ$  почти половина сигнала  $S^*(t)$  остается без изменений, а средняя амплитуда второй половины сигнала  $S^*(t)$  равна нулю (рис. 1), т.е. средняя амплитуда шума  $n_{\Sigma}(t)$  уменьшится вдвое (за время

полупериода  $S^*(t)$ ). При  $\Delta\varphi > 90^\circ$  длительность интервала сигнала  $S^*(t)$ , оставшегося без изменений, зависит от соотношения  $P_S/P_N$ . При  $\Delta\varphi = 180^\circ$  сигнал  $S^*(t)$  полностью изменён независимо от соотношения  $P_S/P_N$  и  $n_{\Sigma}(t) \approx 0$ , если  $B_{in0} = B_{in1}$ . Когда знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  совпадают (рис. 1), амплитуда шума  $n_{\Sigma}(t)$  в реализации  $S^{**}_j(t)$  только за счёт ограничителя амплитуды шума  $n_{\Sigma}(t)$  уменьшается минимум в два раза и может быть равна нулю. Т.е. компоненты  $n_{\Sigma 1}(t)|_{\langle\langle\text{и}j\rangle\rangle}$  в (5) приводят к уменьшению  $n_{\Sigma}(t)$ .

Т.е., если подобрать реализации шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  со сдвигом фаз  $\Delta\varphi \approx 180^\circ$ , то можно получить энергетический выигрыш в соотношения  $P_S/P_N$  не только за счёт суммирования набор реализаций (5), а и за счёт значительной взаимной компенсации шумов друг другом. Тогда, сигналы  $S^*(t)$  будут изменены на всём интервале времени  $\Delta t_i$  (рис. 2 и рис. 3).

При равенстве амплитуд  $B_{in0}$  и  $B_{in1}$  шумов  $n_0(t)$ ,  $n_1(t)$  и при сдвиге их фаз  $\Delta\varphi_{n0n1} = 180^\circ$  сигнал  $S^{**}(t)=S^*(t)$ , т.е. осуществлена полная взаимная компенсация шумов друг другом (рис. 2).

Реально, полной взаимной компенсации шумов друг другом достичь нельзя. Сдвиг фаз  $\Delta\varphi_{n0n1}$  лишь близкий к  $180^\circ$  можно определить, когда выполняются условия:

$$\begin{aligned} S^{**}_+(t) &= 0; \\ S^{**}_-(t) &= 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Тогда, разность  $S^*(t) - n_1(t)$  даст сигнал  $S'(t)$  амплитуда которого соизмерима с амплитудой  $S(t)$ , (знаки  $n_0(t)$  и  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$

совпадают), амплитуда  $B_{in\Sigma} \ll B_{in0}$ . Разность  $n_1(t) - S^*(t) \approx S'(t)$  (знаки  $n_0(t)$  и  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  противоположны).

Если для шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  при сдвиге их фаз  $\Delta\phi_{n_0n_1} = 180^\circ$  амплитуд  $B_{in0}$  и  $B_{in1}$  не равны (в реальном

случае), то возможны изменения не только амплитуды сигнала  $A(t)$  сигнала  $S(t)$ , но и его полярности (см. рис. 3).

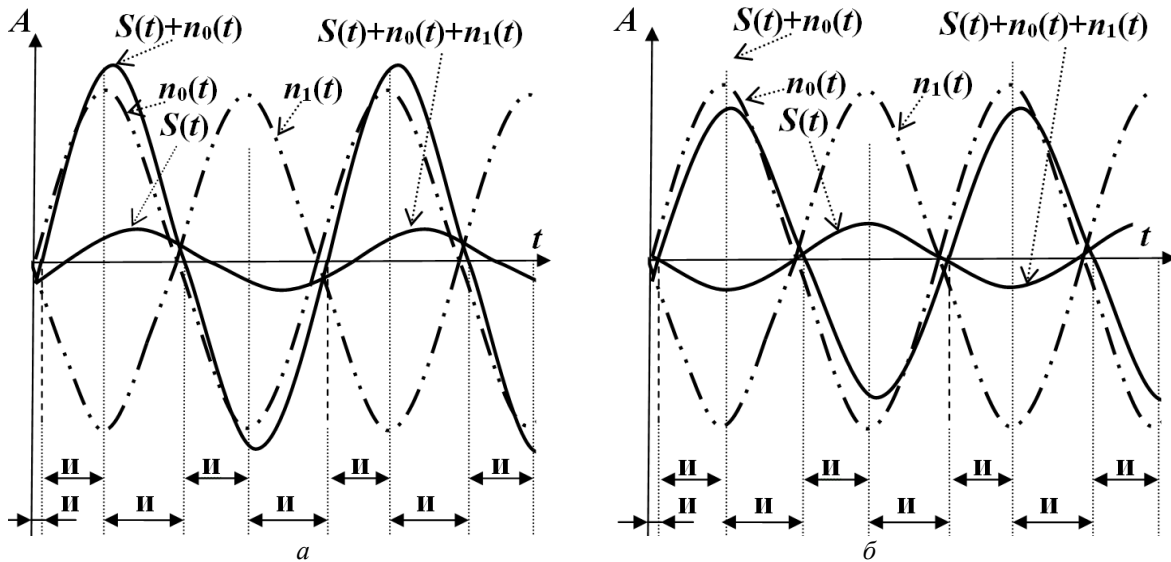


Рис. 2 – Изменения на интервале времени  $\Delta t_i$  переданного сигнала  $S(t)$ ; принятого сигнала  $S^*(t)=S(t)+n_0(t)$ ; помехи канала связи  $n_0(t)$ ; флуктуационного гауссового шума  $n_1(t)$ , после узкополосной фильтрации; сигнала  $S^{**}(t)=S(t)+n_0(t)+n_1(t)$  при сдвиге фаз  $\Delta\phi = 180^\circ$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  равной амплитуды  $B_{in0} = B_{in1}$ : а – знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  совпадают; б – знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  противоположны

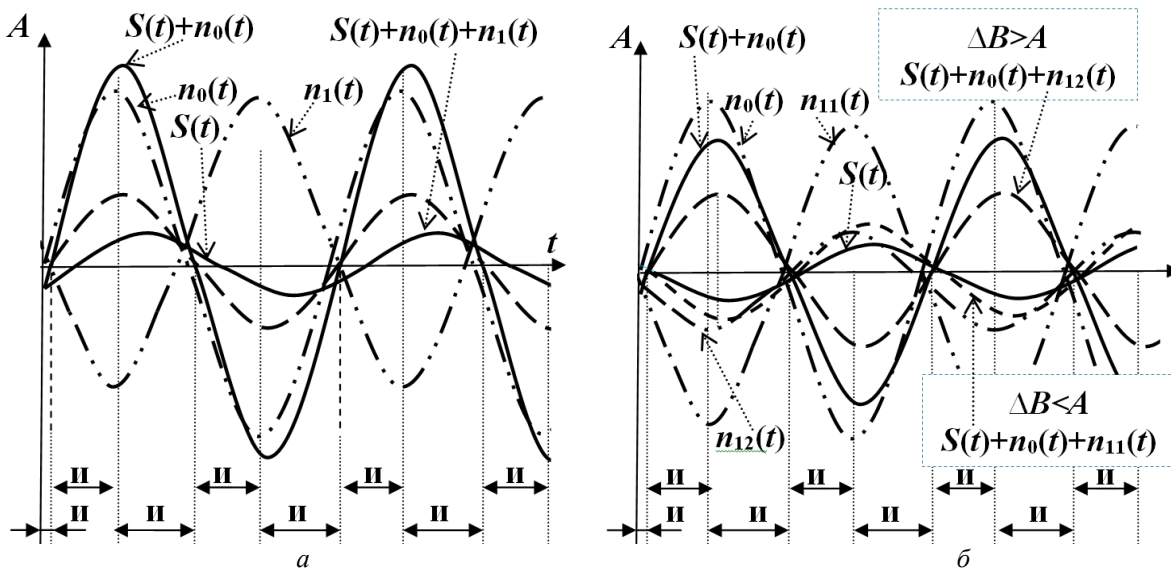


Рис. 3 – Изменения на интервале времени  $\Delta t_i$  переданного сигнала  $S(t)$ ; принятого сигнала  $S^*(t)=S(t)+n_0(t)$ ; помехи канала связи  $n_0(t)$ ; флуктуационного гауссового шума  $n_1(t)$ , после узкополосной фильтрации; сигнала  $S^{**}(t)=S(t)+n_0(t)+n_1(t)$  при сдвиге фаз  $\Delta\phi = 180^\circ$  шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  не равной амплитуды  $B_{in0} \neq B_{in1}$ : а – знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  совпадают; б – знаки шума  $n_0(t)$  и сигнала  $S(t)$  на большей части полупериода  $S(t)$  противоположны

Для получения усреднённой реализации со сдвигом фаз шумов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  и среднего значения амплитуд  $B_{CPn1}$  шума  $n_1(t)$ , можно сложить  $K$

реализаций набора (5), и выполнение условия  $\Delta\phi_{n_0n_1} \approx 180^\circ$  будет более реально. Тогда, минимальная мощность шума  $P_{CP\Sigma\text{мин}}$  будет:

$$P_{CP\Sigma\text{МИН}} = (\sqrt{P_{N0\text{CP}}} + \sqrt{P_{N0j}})^2. \quad (7)$$

Таким образом, выигрыш в соотношении  $P_S/P_N$  определяется отличием амплитуд шума  $n_0(t)$  конкретной  $j$ -ой реализации от средней амплитуды шума  $n_{0CP}(t)=n_{1CP}(t)$  ( $n_{1CP}(t)$  – средней амплитуды шума  $n_1(t)$ ). Реально, точно выполнить равенство  $n_{0CP}(t)=n_{1CP}(t)$  и обеспечить  $\Delta\varphi_{n_{0n1}} = 180^\circ$  весьма затруднительно, поэтому можно указать лишь максимально возможное соотношение  $P_S/P_N$

$$(P_S/P_N)_{\text{МАКС}} = \frac{P_S}{(\sqrt{P_{N0\text{CP}}} + \sqrt{P_{N0j}})^2}. \quad (8)$$

**Вариант 2 – фильтрация широкополосного сигнала  $S^*(t)$ .** При широкополосном сигнале  $S^*(t)$  необходимо учесть, что здесь не узкополосная фильтрация и флуктуационный гауссов шум  $n_0(t)$  после полосовой фильтрации мало изменяет свою начальную форму и представляет последовательность суммы разнополярных импульсов формы близкой к треугольной, отличающихся длительностью и амплитудой [1, 2]. Если мы реализуем тот же подход с шестью каналами для обработки сигнала  $S^*(t)$ , что и для узкополосной фильтрации, то подбор фазы шума  $n_1(t)$ , противоположной фазе шума  $n_0(t)$  представляется несколько проблематичней из-за неперодичности и отличия импульсов шума  $n_0(t)$  друг от друга [1, 2]. Рассмотрим сложение  $K$  реализаций  $S^{**}(t)$  (5), но с шумами “негармонической формы”.

Для оценки величины возможного повышения соотношения  $P_S/P_N$ , вначале оценим на сколько возросла средняя мощность шума  $n_\Sigma(t)=n_0(t)+n_1(t)$   $P_{CP\Sigma}$  после сложения  $K$  реализаций  $S^{**}(t)$  без введения ограничителей амплитуды. Так как шумы  $n_1(t)$  всех  $K$  реализаций между собой не коррелированы, то средняя мощность  $P_{CP\Sigma}$  шума  $n_\Sigma(t)$  возрастёт в  $M$  раз:

$$M = (K/2 + \sqrt{K/2})^2 / K^2.$$

При возрастании  $K$  значение  $M$  уменьшается, например, при  $K = 100$   $M \approx 1,2$  раза.

Отметим, что после сложения импульсов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  в каждой реализации  $S^{**}(t)$  (5), могут появиться импульсы шума  $n_\Sigma(t)$ , которые шире наиболее широких импульсов  $n_0(t)$  или уже наиболее коротких импульсов  $n_0(t)$  по длительности в результате взаимодействия импульсов  $n_0(t)$  и  $n_1(t)$ , отличающихся друг от друга на этих интервалах амплитудой, длительностью и полярностью. После прохождения сигнала каждой из реализаций  $S^{**}(t)$  через частотный фильтр с полосой пропускания  $\Delta\omega$  часть энергии видоизменённых расширенных и суженных импульсов шума  $n_\Sigma(t)$  будет уменьшена частотным фильтром и соотношение  $P_S/P_N$  для неё будет

возрастать. Также, “форма” шума  $n_\Sigma(t)$  будет существенно отличаться от “формы” шума  $n_0(t)$ , т.е. шумы  $n_\Sigma(t)$  и  $n_0(t)$  будут существенно декоррелированы.

Весьма ориентировочная оценка уменьшения средней мощности  $P_{CP\Sigma}$  шума  $n_\Sigma(t)$  может быть получена, если предположить, что в (5) количество интервалов шумов  $n_0(t)|_{\text{«бj»}}$  и  $n_{\Sigma1}(t)|_{\text{«вj»}}$  в среднем приблизительно одинаково, а амплитуда шума  $n_{\Sigma1}(t)$  за счёт ограничений и частотной фильтрации уменьшена относительно  $n_0(t)$  вдвое, и все шумы  $n_{\Sigma1}(t)$  не коррелированы:

$$1/M = K^2 / (K/2 + \sqrt{K/2})^2.$$

При  $K = 10$  соотношение  $P_S/P_N$  для данного подхода по фильтрации широкополосного сигнала  $S^*(t)$  возрастает в  $1/M \approx 1,91$  раз, при  $K = 100$   $1/M \approx 3,07$  раза, при  $K = 200$   $1/M \approx 3,3$  раза, а при  $K = 1000$   $1/M \approx 3,663$  раза.

Т.е. данный подход по фильтрации широкополосного сигнала  $S^*(t)$  может позволить повысить соотношение  $P_S/P_N$  в несколько раз, а зависимость соотношения  $P_S/P_N$  от числа реализаций  $S^{**}(t)$  мала. Естественно, несмотря на большие приближения при получении результатов, можно предположить о целесообразности этого подхода для фильтрации, как широкополосных электрических сигналов радиочастоты, так и низкочастотных, например, речевых. Повысить соотношение  $P_S/P_N$  можно за счёт подбора для фильтрации только частей реализаций  $S^{**}(t)$ , в которых превышение амплитудного порога  $S^*_и(t)$  полупериода максимально, а превышение амплитудного порога  $S^*(t)$  полупериода минимально ( $n_0(t)$  и  $n_1(t)$  на большей части времени противофазны).

**Выводы.** 1. Разработанные предложения по фильтрации узкополосного сигнала  $S^*(t)$  позволяют восстановить переданный сигнал  $S(t)$  с погрешностью равной отличию амплитуд шума  $n_0(t)$  конкретной  $j$ -ой реализации от средней амплитуды шума  $n_{1CP}(t)$ , используемого для осуществления с его использованием фильтрации.

2. Подход по фильтрации широкополосного сигнала  $S^*(t)$  может позволить повысить соотношение  $P_S/P_N$  в несколько раз, но соотношение  $P_S/P_N$  может быть ещё увеличено за счёт подбора частей реализаций  $S^{**}(t)$ , которые получили наибольшие изменения при фильтрации.

3. Рассмотренный метод фильтрации представляется наиболее востребованным в системах с частотной модуляцией, доплеровским сдвигом частоты, а так же при обработке речевых сигналов, но его внедрение сдерживается временными затратами на обработку принятого сигнала  $S^*(t)$ .

#### 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.
2. Baskakov S. I. *Radiotekhnicheskie cepi 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.

## References (transliterated)

1. Kuzmin I. V., Kedrus V. A. *Osnovy teorii informacii i kodirovanija* [Fundamentals of information theory and coding]. – Kiev, High school Publ., 1986, 238 p.

Поступила (received) 05.09.2016

*Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions*

**Фільтрація електричних сигналів за допомогою шуму / О. В. Брезгунов, С. О. Брезгунов** // Вісник НТУ "ХПИ". Серія: Радіофізика та іоносфера. – Х.: НТУ "ХПИ", 2016. – № 34 (1206). – С. 21–26. – Бібліогр.: 2 назв. – ISSN 2078-9998.

**Фильтрация электрических сигналов с помощью шума / А. В. Брезгунов, С. А. Брезгунов** // Вестник НТУ "ХПИ". Серія: Радіофізика та іоносфера. – Х.: НТУ "ХПИ", 2016. – № 34 (1206). – С. 21–26. – Библиогр.: 2 назв. – ISSN 2078-9998.

**Filtering the electrical signals using noise / O. V. Brezgunov, S. O. Brezgunov** // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Radiophysics and ionosphere. – Kharkov: NTU "KhPI", 2016. – No. 34 (1206). – P. 21–26. – Bibliogr.: 2. – ISSN 2078-9998.

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

**Брезгунов Олександр Володимирович** – кандидат технічних наук, 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.

**Брезгунов Сергій Олександрович** – спеціаліст, м. Київ, приватний підприємець-інженер; тел.: (066) 659-43-23; e-mail: Bigsun@inbox.ru.

**Брезгунов Сергей Александрович** – специалист, г. Киев, частный предприниматель-инженер; «тел.: (066) 659-43-23; e-mail: Bigsun@inbox.ru.

**Brezgunov Sergey Oleksandrovych** – specialist, Kiev, entrepreneur-engineer; tel.: (066) 659-43-23; e-mail: Bigsun@inbox.ru.