

УДК 621.391

А.В. БРЕЗГУНОВ, С.А. БРЕЗГУНОВ**ПРИЁМ РАДИОСИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ**

Рассмотрена идея компенсации помех типа белый шум и помех от радиостанций, сигналы которых близки по спектру с принимаемыми сигналами. Это достигается за счёт приёма сигнала по двум каналам. Сначала сигналы попадают на широкополосные полосовые фильтры с одинаковыми параметрами. На выходах этих фильтров белый шум мало изменяет свою первоначальную форму и представляет собой последовательность суммы двухполюсных импульсов формы близкой к треугольной. В первом канале осуществляется режекция части спектра, занятой принимаемым сигналом. В результате этого, энергия шума в этом канале немного уменьшается, но форма импульсов шума и их временное положение мало отличается от импульсов белого шума второго канала. Затем сигналы с выходов двух каналов проходят через полосовые фильтры с одинаковыми параметрами и с полосой пропускания, равной полосе частот принимаемого сигнала. Затем инвертированный сигнал поступает на сумматор с первого канала и со второго канала без инверсии. Так как эти сигналы отличаются в основном только наличием принимаемого сигнала в сигнале второго канала, то на выходе сумматора присутствует принимаемый сигнал, а шум и помехи от радиостанций с близким частотным спектром в значительной степени компенсированы.

Ключевые слова: сигнал, шум, режекция спектра, инвертирование амплитуд, полосовой фильтр.

О.В. БРЕЗГУНОВ, С.О. БРЕЗГУНОВ**ПРИЙОМ РАДИОСИГНАЛІВ З ФАЗОВОЮ КОМПЕНСАЦІЮ ЗАВАД**

Розглянуто ідея компенсації завад типу білий шум і завад від радіостанцій, сигнали яких близькі по спектру з сигналами, що приймаються. Це досягається за рахунок прийому сигналу по двох каналах. Спочатку сигнали потрапляють на широкополосні смугові фільтри з однаковими параметрами. На виходах цих фільтрів білий шум мало змінює свою первинну форму і є послідовністю суми двохполюсних імпульсів форми близької до трикутної. У першому каналі здійснюється режекція частини спектру, зайнятої сигналом, що приймається. В результаті цього, енергія шуму в цьому каналі трохи зменшується, але форма імпульсів шуму і їх тимчасове положення мало відрізняється від імпульсів білого шуму другого каналу. Потім інвертований сигнал поступає на суматор з першого каналу і з другого каналу без інверсії. Оскільки ці сигнали відрізняються в основному тільки наявністю сигналу, що приймається, в сигналі другого каналу, то на виході суматора є присутнім сигнал, що приймається, а шуми і перешкоди від радіостанцій з близьким частотним спектром в значно мірі компенсовані.

Ключові слова: сигнал, шум, режекція спектру, інвертування амплітуд, смуговий фільтр.

O.V. BREZGUNOV, S.O. BREZGUNOV**RECEIVING OF THE RADIO SIGNALS WITH PHASE COMPENSATION OF HINDRANCES**

The idea of indemnification of hindrances of type is considered white noise and hindrances from the wireless stations the signals of that are near on a spectrum with the accepted signals. It is arrived at due to the reception of signal on two channels. First signals get on broadband band filters with identical parameters. On the exits of these filters white noise small changes the primary form and is a sequence of sum of twoarctic impulses of form near to three-cornered. Nulling of part of spectrum, busy at the accepted signal, comes in the first channel true. As a result of it, energy of noise a bit diminishes in this channel, but the form of impulses of noise and their temporal position small differ from the impulses of white noise of the second channel. Then signals from the exits of two channels pass through band filters with identical parameters and with the stripe of key-in, to the equal stripe of frequencies of the accepted signal. The then inverted signal acts on a summator from the first channel and from the second channel without an inversion. Because these signals differ mainly only by the presence of the accepted signal in the signal of the second channel, then on the exit of summator the accepted signal is present, and noises and hindrances from the wireless stations with a near frequency spectrum in degrees are compensated considerably.

Keywords: signal, noise, spectrum nulling, inverting of amplitudes, band filter.

Введение. Повышение энергетической эффективности радиотехнических систем является одной из самых актуальных задач систем связи, навигации и радиолокации [1–10]. Переданный сигнал $S(t)$ может изменить свои параметры из-за внешней модуляции, например, из-за эффекта Доплера или многолучевого распространения. О сигнале после внешней модуляции $S'(t)$ может быть известен лишь интервал частот $\Delta\omega$ изменения его центральной частоты ω' и ориентировочно занимаемая им полоса частот $\Delta\omega$. Для восстановления сигнала $S'(t)$ в условиях, когда мощность P_S принятого сигнала $S'(t)$ мала по сравнению с мощностью принятой помехи P_N , необходимо добиться увеличения соотношения P_S/P_N . Компенсация помех типа белый шум, может быть достигнута за счёт приёма сигнала по двум каналам с широкополосными полосовыми фильтрами с одинаковыми параметрами. Можно осуществить режекцию в первом канале части его спектра, занятой

принимаемым сигналом $S'_1(t)$, и сложить сигналы $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ с выходов двух каналов с полосовыми фильтрами, имеющими одинаковые параметры и полосы пропускания $\Delta\omega$, равные полосе частот принимаемого сигнала, после инверсии сигнала $S'_1(t)$. Тогда, в результате сложения получим принимаемый сигнал $S'_2(t)$, и разность мало отличающихся шумов. Таким образом, можно значительно скомпенсировать воздействие помех и увеличить соотношение P_S/P_N .

Цель статьи – рассмотреть идею фазовой компенсации помех типа белый шум, путём сложения выходных сигналов канала с инвертированными помехами и режекцией спектра, принятого сигнала и канала без инверсии помех и режекции спектра принятого сигнала.

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

Основная часть. Пусть в линию связи с флюктуационным гауссовым шумом, на несущей частоте ω с начальной фазой φ_0 и амплитудой $A(t)$ в полосе частот Π передается узкополосный сигнал $S(t)=A(t)\cdot\text{Cos}(\omega t+\varphi_0)$ длительностью t_1

$$S(t)=A\cdot\text{Cos}(\omega t+\varphi_0). \quad (1)$$

Схема приёма содержит два канала с широкополосными полосовыми фильтрами на входе, имеющие одинаковые параметры. Первый канал имеет режектор части спектра, занятой принимаемым сигналом. Каждый канал кроме этого содержит полосовые фильтры с одинаковыми параметрами и с полосой пропускания, равной полосе частот принимаемого сигнала. В первый канал включен инвертор. Выходы каналов подключены к сумматору, выход которого является выходом схемы фазовой компенсации помех.

После внешней модуляции на входы широкополосных полосовых фильтров с одинаковыми параметрами первого и второго канала поступают сигналы $S'(t)$ с полосой частот $\Delta\omega_s$ и длительностью t_2

$$S'(t)=A'(t)\cdot\text{Cos}(\omega't+\varphi'_0). \quad (2)$$

С учётом воздействия белого шума $n(t)$ получаем в каналах приёма сигналы

$$S^*(t)=A'(t)\cdot\text{Cos}(\omega't+\varphi'_0)+n(t). \quad (3)$$

Белый шум $n(t)$ представляет собой последовательность суммы двухполярных импульсов формы близкой к треугольной [4, 6]. После широкополосной частотной фильтрации в тракте приёма фильтрами с полосой пропускания $\Delta\omega_{\text{шф}}$ ($\Delta\omega_{\text{шф}} \gg \Delta\omega_s$) получим флюктуационный гауссов шум $n'(t)$ с мощностью $P_{N'}$, имеющий спектральную плотность мощности близкую к равномерной (рис. 1) [4, 6]. Форма шума $n'(t)$ – последовательность суммы двухполярных импульсов формы близкой к треугольной, несколько отличающейся от $n(t)$.

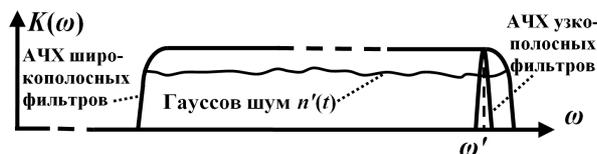


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики широкополосного частотного полосового фильтра и узкополосного частотного полосового фильтра, спектральная плотность флюктуационного гауссова шума

На выходе широкополосных фильтров, для простоты записи полагая, что амплитуда $A'(t)$ не изменится, получим сигналы

$$S^{**}(t)=S'(t)+n'(t)=A'(t)\cdot\text{Cos}(\omega't+\varphi'_0)+n'(t). \quad (4)$$

Тогда, после режекции спектра, принятого сигнала в первом канале на его выходе останется

$$S_1^{**}(t)=n_1'(t), \quad (5)$$

где $n_1'(t)$ – это модифицированная помеха $n'(t)$ с мощностью $P_{1N'}$ несколько меньшей мощности второго канала $P_{2N'}=P_{N'}$ на величину $\Delta P_{N'} \ll P_{1N'}$.

Полагаем, что форма импульсов помех в двух каналах после режекции небольшой части их спектра и их взаимное временное положение изменится незначительно. Режекция части спектра принятого сигнала широко используется при обработке широкополосных шумоподобных сигналов, что приводит к уменьшению их мощности, но в значительно большей степени уменьшает мощность сосредоточенных по спектру помех [1].

На выходе второго канала сигнал $S^{**}(t)$ останется без изменений

$$S_2^{**}(t)=S'(t)+n'(t)=S^{**}(t). \quad (6)$$

Затем сигналы $S_1^{**}(t)$ и $S_2^{**}(t)$ проходят через узкополосные полосовые фильтры (колебательные контура) с одинаковыми параметрами и с полосой пропускания $\sim\Delta\omega_s$, равной полосе частот принятого сигнала (рис. 1) и получим сигналы $S_1^{***}(t)$ и $S_2^{***}(t)$ соответственно.

Известно, что резонансная частота контура ω определяет отклик контура на воздействие флюктуационного гауссового шума – суммы помеховых импульсов различной длительности, амплитуды и формы, т.е. форму и среднее значение частоты ω помехи $n(t)$ после частотной фильтрации [4, 6]. Поэтому, после узкополосной частотной фильтрации помехи $n_1'(t)$ и $n_2'(t)$, в каналах получаем флюктуационный гауссов шум $n_{01}'(t)$ и $n_{02}'(t)$ с центральной частотой ω' . Фаза шумов изменяется во времени $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ в пределах полосы частот $\sim\Delta\omega_s$, пропускаемых контурами, относительно ω' и шумы имеют амплитуды $B_1(t)$ и $B_2(t)$ и начальные фазы φ_{10n} и φ_{20n} [4]:

$$n_{01}'(t)=B_1(t)\cdot\text{Cos}[(\omega't+\varphi_1(t))], \quad (7)$$

$$n_{02}'(t)=B_2(t)\cdot\text{Cos}[(\omega't+\varphi_2(t))]. \quad (8)$$

После сложения инвертированного сигнала $S_1^{***}(t)=n_1'(t)$ и неинвертированного сигнала $S_2^{***}(t)=S'(t)+n_2'(t)$ получим:

$$S^{**}(t)=A'(t)\cdot\text{Cos}(\omega't+\varphi'_0)-n_{01}'(t)+n_{02}'(t). \quad (9)$$

Из выражений (7), (8) и (9) видно, что при $B_1(t) \approx B_2(t)$ и $\varphi_1(t) \approx \varphi_2(t)$ получаем $S^{**}(t) \approx S'(t)$, то есть величина помехи $n(t)_\Sigma$, полученной после сложения инвертированного сигнала $S_1^{***}(t)$ и неинвертированного сигнала $S_2^{***}(t)$ стремится к нулю ($n(t)_\Sigma \rightarrow 0$).

Если узкополосный полосовой фильтр находится в верхней части амплитудно-частотной

характеристики широкополосного фильтра (рис. 1), то из-за ограничения полосы импульсов шума $n'(t)$ по частоте сверху после режекции их спектра передние фронты у импульсов шума $n_1'(t)$ станут более пологими, чем у импульсов шума $n_2'(t)$ [6]. Разность фаз $\Delta\varphi_1(t)$ помех $n_1'(t)$ и $n_2'(t)$ будет несколько отличаться от нуля (рис. 2):

$$\Delta\varphi_1(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \neq 0.$$

Тогда $n(t)_{\Sigma 1} \neq 0$ и $B_1(t) < B_2(t)$ (рис. 2).

Даже если $\Delta\varphi_1(t)$ будет приближаться к $\pm 45^\circ$, то амплитуда шума $n(t)_{\Sigma 1}$ будет всё равно меньше амплитуды помехи, то есть амплитуда $n_1'(t)$ уменьшится в $\sim 1,3$ раза, а мощность $n_1'(t)$ уменьшится в $\sim 1,7$ раза.

При осуществлении других вариантов режекции спектра принятого сигнала в других частях полосы пропускания широкополосного фильтра, разность фаз помех $n_1'(t)$ и $n_2'(t)$ будет отличаться от $\Delta\varphi_1(t)$ после их сложения и результаты также будут отличаться от $n(t)_{\Sigma 1}$. Получим для варианта 2 – $\Delta\varphi_2(t)$ и $n(t)_{\Sigma 2}$, для варианта 3 – $\Delta\varphi_3(t)$ и $n(t)_{\Sigma 3}$.

При небольших отличиях форм и фаз помех $n_1'(t)$ и $n_2'(t)$, произойдёт значительная взаимная их компенсация. Можно осуществлять измерения средних значений амплитуд после фильтрации, например, с использованием амплитудных детекторов огибающей за короткие интервалы времени. Если при вычитании из смеси $S_2''^{**}(t) = S'(t) + n_2'(t)$ помехи $n_1'(t)$ (амплитуда сигнала больше амплитуды помехи) результат изменится на значение близкое к значению амплитуды помехи $n_1'(t)$, то помехи $n_1'(t)$ и $n_2'(t)$ имеют сдвиг фаз допустимого значения $\Delta\varphi_{\text{доп}}$ и $n(t)_{\Sigma} \leq \varepsilon$ (ε – допустимая погрешность компенсации помех). Те участки, где $n(t)_{\Sigma} > \varepsilon$ можно исключить из дальнейшей обработки (учтя в конечном результате) или возможно применить подстройку $\Delta\varphi$ с помощью, например, варикапа включённого в узкополосный контур одного из каналов.

Также, можно реализовать перестраиваемые фазосдвигающие цепочки (с варикапами), включённые после узкополосных полосовых фильтров изменяющие сдвиг фаз $\Delta\varphi$ до тех пор, пока не получим результат вычитания близкий к значению амплитуды помехи $n_1'(t)$.

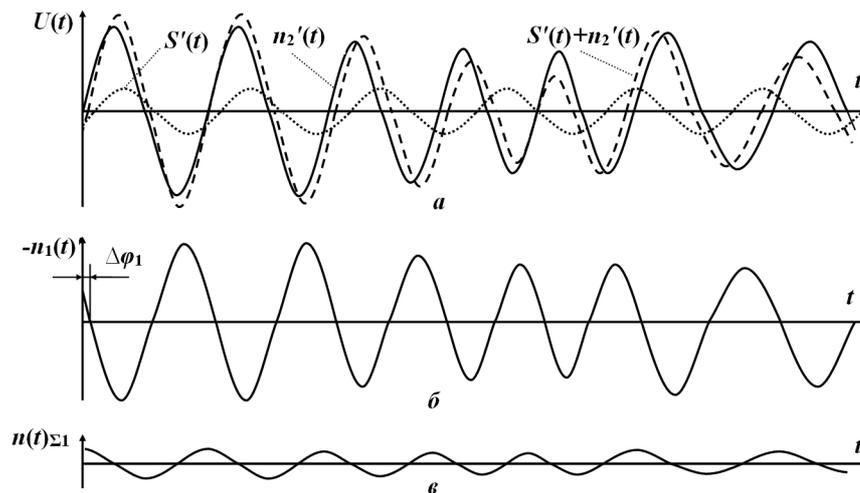


Рис. 2. Временное изменение сигналов и помех: а – принятый сигнал $S'(t)$, помеха $n_2'(t)$, сумма принятого сигнала $S'(t)$ и помехи $n_2'(t)$; б – инвертированная помеха $n_1'(t)$, отстающая по фазе на $\Delta\varphi_1(t)$ от помехи $n_2'(t)$; в – результат сложения помех $n_2'(t)$ и $-n_1'(t)$

Если амплитуда сигнала меньше амплитуды помехи, то необходимо учесть, что если отличие фаз помех $n_1'(t)$ и $n_2'(t)$ и сигнала $S'(t)$ меньше 180° , то сложение $S'(t)$ и $n'(t)$ приводит к увеличению значения амплитуды смеси $S'(t) + n'(t)$ (рис. 2, а). Если отличие этих фаз меньше 180° , то эта амплитуда уменьшается. В этом случае результат вычитания из амплитуды смеси $S'(t) + n_2'(t)$ амплитуды помехи $n_1'(t)$ при значении амплитуды сигнала меньшей значения амплитуды помехи, получится отрицательное значение. В этом случае необходимо предусмотреть формирование управляющего напряжения для реактивного элемента (варикапа) по значению модуля (без учета знака) этого результата вычитания. Например, результат вычитания можно возвести в

квадрат с помощью квадратора (перемножителя). Система автоподстройки фаз помех двух каналов может быть реализована различными способами, в том числе и с использованием микроконтроллеров. Однако при использовании микроконтроллеров, верхнее значение частот обрабатываемых сигналов $S'(t)$ ограничено их быстродействием. В настоящее время оно составляет величину около 100 мГц.

Для дальнейшей «очистки» сигнала от помех можно использовать то, что в зависимости от положения спектра принимаемого сигнала в полосе широкополосного фильтра, фазы модифицированных помех будут разными. То есть, если организовать, например, три схемы обработки, описанные выше, то не скомпенсированные помехи в них будут мало

коррелированными. Реализовав метод когерентного накопления [6], можно увеличить соотношение P_S/P_N ещё до трёх раз. Этот метод может использоваться и без системы автоподстройки фаз помех двух каналов. С увеличением числа схемы обработки для реализации метода когерентного накопления эффективность метода будет падать из-за возрастания корреляции между помехами.

Рассмотренный подход может позволить также и компенсацию помех от радиостанций, сигналы которых близки по спектру с принимаемыми сигналами, так как сигналы этих радиостанций при сложении после инверсии в одном из каналов взаимно компенсируются.

Выводы. 1. Первоначальные оценки рассмотренного подхода показывают, что в настоящее время он может быть реализован. Несомненно, возможно обеспечение повышения соотношения P_S/P_N за счёт вычитания из принятой смеси сигнала и шума во втором канале модифицированного шума первого канала. Значение мощности шума после компенсации помех может быть очень мало (стремиться к нулю) и определяется многими факторами, такими как полоса частот принимаемого сигнала, полоса частот широкополосных фильтров и др. Требуются дальнейшие исследования по оценке эффективности и реализации предложенного метода компенсации помех.

2. Предложенный метод компенсации помех предназначен для «первичной очистки» от шума, когда о принимаемом сигнале может быть неизвестно ничего, кроме ориентировочного значения, занимаемых им частот.

3. Степень компенсации помех во многом определяется качеством автоподстройки фаз помех двух каналов. Разработка этой системы так же требует дополнительных исследований.

4. Соотношение P_S/P_N , даже без системы автоподстройки фаз помех двух каналов, возрастёт как минимум, в несколько раз. Даже если разность фаз помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ будет приближаться к $\Delta\varphi_1(t) = \pm 45^\circ$, то соотношение P_S/P_N увеличится в $\sim 1,7$ раза. Увеличив число описанных схем обработки с одной до трёх и реализовав метод когерентного накопления, можно увеличить соотношение P_S/P_N ещё до трёх раз, то есть P_S/P_N будет увеличено примерно в 5 раз.

Список литературы

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 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. Вишневецкий В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.

References (transliterated)

1. Varakin L. E. Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami [Telecommunication systems with noisesimilar signals]. Moscow: Radio and telecommunications, 1985. 384 p.
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 kodirovanija [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 svyazi i ejo prakticheskie primenenija [Statistical communication theory and its practical applications]. / B. R. Levin. Moscow: Telecommunications, 1979. 288 p.
10. Vishnevsky V. M., Lyahov A. I., Portnoy S. L., Shahnovich I. V. Shirokopolosnye besprovodnye seti peredachi informacii [Off-wire broadbands of information transfer]. Moscow: Texnosfera, 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.

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