

УДК 621.391

А. В. БРЕЗГУНОВ, С. А. БРЕЗГУНОВ

ФИЛЬТРАЦИЯ РАДИОСИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ ВСЕХ ЕГО ПАРАМЕТРОВ

Розглянуто ідею фільтрації радіосигналів при організації прийому сигналу по декількох каналах з коливальними контурами, настроєними на різні резонансні частоти, що не збігаються з частотою корисного сигналу. На виходах каналів можна отримати корисні сигнали, зсунуті між собою по фазі і завади з різними центральними частотами, що дозволяє зменшити потужність завади.

Ключові слова: сигнал, шум, кореляція, фільтрація, амплітуда, потужність, коливальний контур, фаза сигналу.

Рассмотрена идея фильтрации радиосигналов при организации приёма сигнала по нескольким каналам с колебательными контурами, настроенными на разные резонансные частоты, не совпадающие с несущей частотой полезного сигнала. На выходах каналов можно получить полезные сигналы, сдвинутые между собой по фазе и помехи с разными центральными частотами, что позволяет уменьшить мощность помехи.

Ключевые слова: сигнал, шум, корреляция, фильтрация, амплитуда, мощность, колебательный контур, фаза сигнала.

We consider the idea of filtering radio signals in the organization of the reception on several channels with a signal oscillating circuit tuned to different resonant frequencies that do not coincide with the carrier frequency of the desired signal. At the outputs of the channels can receive desired signals shifted in phase with each other and interference with different central frequencies, thereby reducing interference power.

Keywords: signal, noise, correlation, filtration, amplitude, power, oscillatory circuit, signal phase.

Введение. Если переданный сигнал $S(t)$ подвергся внешней модуляции (из-за эффекта Доплера, многолучевого распространения и др.), то о сигнале после внешней модуляции $S'(t)$ может быть известен лишь интервал частот $\Delta\omega_S$ изменения его центральной частоты ω' . 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 повысить соотношение P_S/P_N . Для уменьшения влияния помех каналов связи $n(t)$ на решение о переданном сигнале $S(t)$ в системах связи, локации и др. широко используют параллельный колебательный контур, резонансная частота которого равна центральной частоте ω принимаемого сигнала $S^*(t)=S(t)+n(t)$ [1 – 3]. В таких условиях, для повышения соотношения P_S/P_N , если сигнал $S'(t)$ периодический или квазипериодический, можно организовать его корреляционный приём [1]. Также, можно многократно передавать сигнал $S(t)$, и если параметры сигнала $S'(t)$ не изменяются при его повторении, то использовать отличие помех в принятых реализациях – $n_i(t) \neq n_j(t)$ [1]. В случаях, когда сигнал $S(t)$ не может быть передан несколько раз, для повышения соотношения P_S/P_N , можно организовать приём сигнала $S'(t)$ по нескольким каналам, в которых сигнал $S'(t)$ остаётся без изменений, а помехи, сформировавшиеся после частотной фильтрации флюктуационного гауссового шума в каналах с колебательными контурами, настроенными на разные центральные частоты ω_j , отличаются – $n_1(t) \neq n_2(t) \neq n_k(t)$.

Цель статьи – разработать предложения по повышению соотношения P_S/P_N принятого сигнала, используя его многоканальную обработку, в результате которой в каналах помехи модифицируются после частотной фильтрации флюктуационного гауссового шума взаиморасстроенными колебательными контурами, т.е. настроенными на разные центральные частоты ω_j , и в значительной степени взаимно компенсируются при обработке принимаемого сигнала.

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 передаётся узкополосный сигнал $S(t)=A(t)\cdot\cos(\omega t+\varphi_0)$ длительностью t_1

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

После внешней модуляции получаем сигнал $S'(t)$ длительностью t_2

$$S'(t)=A'(t)\cdot\cos(\omega't + \varphi'_0), \quad (2)$$

а с учётом воздействия флюктуационного гауссового шума $n(t)$ получаем сигнал

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

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 [2]. После частотной фильтрации помехи $n(t)$ в тракте приёма получаем флюктуационный гауссов шум $n_0(t)$ с центральной частотой ω изменяется по частоте на величину $\Delta\omega(t)$ в пределах полосы частот Π' , пропускаемых контуром, относительно ω и имеет амплитуду $B(t)$ [2] ($\Delta\omega/\omega \ll 1$):

$$n_0(t)=B(t)\cdot\cos[(\omega t+\Delta\omega(t))]. \quad (4)$$

Выражение (4) описывает сигнал с совместной амплитудной и частотной модуляцией [1 – 3].

В параллельном колебательном контуре происходит сдвиг фазы входного сигнала $\varphi_{вх}$ относительно фазы выходного сигнала $\varphi_{вых}$ на

© А. В. Брезгунов, С. А. Брезгунов, 2017

величину $\Delta\varphi_{\text{КК}} = \varphi_{\text{ВХ}} - \varphi_{\text{ВЫХ}}$ в пределах от $+90^\circ$ до -90° (см. рис. 1) [3].

$$\Delta\varphi_{\text{КК}} = \arctg 2Q\Delta\omega_{\text{КК}} / \omega, \quad (5)$$

где Q – добротность контура, $\Delta\omega_{\text{КК}}$ – сдвиг частоты относительно резонансной частоты контура ω .

При узкополосных сигналах $\Delta\omega_{\text{КК}} \ll \omega$ [3]:

$$\Delta\varphi_{\text{КК}} \approx 2Q\Delta\omega_{\text{КК}} / \omega. \quad (6)$$

Рассмотрим фильтрацию сигналов $S'(t)$ с помощью двух взаимно-расстроенных колебательных контуров (рис. 1) с коэффициентами передачи $K(\omega)$, первый из которых осуществляет сдвиг фазы несущей частоты ω' сигнала $S'(t)$ на $+\Delta\varphi_1$ (рис. 1, а), а второй осуществляет сдвиг фазы несущей частоты ω' сигнала $S'(t)$ на $-\Delta\varphi_2$ (рис. 1, б).

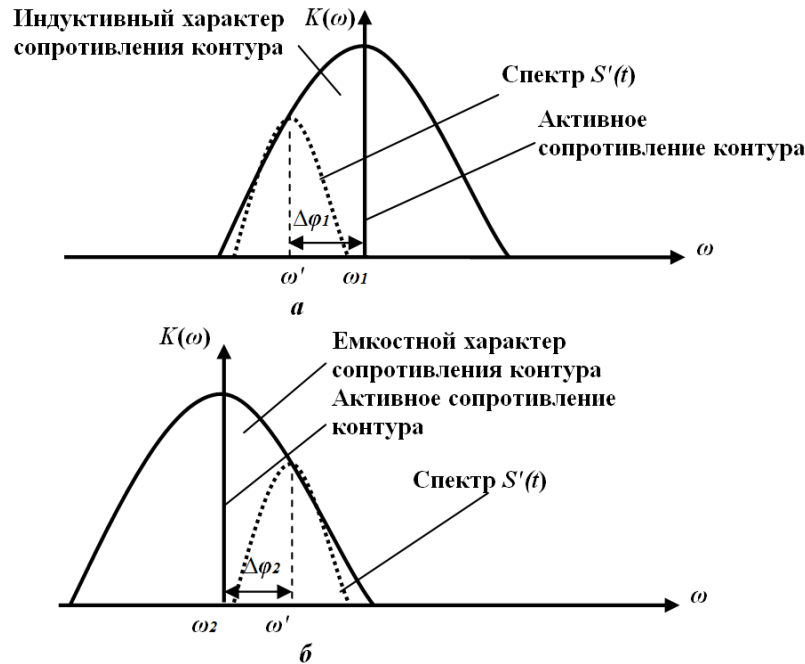


Рис. 1 – Амплитудно-частотная характеристика параллельных колебательных контуров и спектры сигналов $S'(t)$, смещённых относительно резонансной частоты контура ω : а – спектр входного сигнала $S'(t)$ смещён относительно резонансной частоты ω влево $90^\circ > \Delta\varphi_1 > 0^\circ$; б – спектр входного сигнала $S'(t)$ смещён относительно резонансной частоты ω вправо $90^\circ < \Delta\varphi_2 < 0^\circ$.

Таким образом, на выходах каскадов с взаимно-расстроенными колебательных контурами, можно получить сигналы $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$, сдвинутые между собой на $\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2$ и две помехи с разными центральными частотами ω_1 и ω_2 относительно которых они флюктуируют.

Видно (рис. 1), что ширина полосы пропускания каждого контура в M раз больше полосы частот входного сигнала $S'(t)$, в результате чего мощностью принятой помехи P_N будет в $\sim M$ раз больше чем в случае, когда полоса пропускания контура и полоса частот входного сигнала равны [1, 2]. Так же, расположение центральной частоты ω' сигналов $S'(t)$ в областях наклона АЧХ параллельных колебательных контуров приведёт к амплитудно-частотным искажениям сигналов $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ и уменьшению их усиления по сравнению с помехами $n_1(t)$ и $n_2(t)$ около центральных частот ω_1 и ω_2 . Но последующей частотной фильтрацией сигналов с помощью контуров с центральной частотой ω' при ширине полосы частот Π' , пропускаемых контуром, равной полосе Π частот сигнала $S'(t)$, коррекцией характеристик сигналов эти недостатки можно устранить.

Обеспечить синфазность сигналов $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ можно используя фазосдвигающие цепи, например,

RC -цепочка (фильтр низкой частоты) обеспечивает сдвиг фаз между входным и выходным сигналом [2]:

$$\Delta\varphi = -\arctg(\omega RC). \quad (7)$$

Оценим, какой набег фазы помехи $n_1(t)$ относительно $n_2(t)$ может произойти за время t , предположив, что их частоты постоянны и равны $\omega_1 = 2\pi f_1$ и $\omega_2 = 2\pi f_2$.

Так как значение частоты сигнала f определяется числом его периодов за секунду, тогда, если известно число периодов l сигнала за время t частота $f = l/t$. Часть периода Φ определяет фазу $\varphi = 2\pi\Phi$, которую имеет сигнал относительно его начальной фазы φ_0 (целые значения периодов не учитываем, полагая, что на коротком интервале времени Δt их не появится). Тогда, набег фазы помехи $n_1(t)$ относительно $n_2(t)$ за время t :

$$\varphi_{1,2} = 2\pi\Phi_{1,2} = t(l_1 - l_2)/t = t(f_1 - f_2) = t\Delta f_{1,2}. \quad (8)$$

Время t за которое набег фазы $\varphi_{1,2} = \pi$, т.е. когда помехи $n_1(t)$ и $n_2(t)$ на коротком интервале времени Δt можно считать практически одинаковыми по частоте и инвертированными ($n_1(t) \approx -n_2(t) |_{\Delta t}$) согласно (8):

$$\begin{aligned} t=1 \text{ с} - \Delta f_{1,2} &= 0,5 \text{ Гц}; \\ t=10^{-2} \text{ с} - \Delta f_{1,2} &= 50 \text{ Гц}; \\ t=10^{-4} \text{ с} - \Delta f_{1,2} &= 5 \text{ кГц}; \\ t=10^{-6} \text{ с} - \Delta f_{1,2} &= 500 \text{ кГц}. \end{aligned}$$

Это показывает, что сдвига фазы $\varphi_{1,2}$ за время $t < (0,005 - 0,1)/\Delta f_{1,2}$ между помехами $n_1(t)$ и $n_2(t)$, начиная с которого их можно взаимно компенсировать путём сложения в противофазе практически не происходит. Реально, фаза помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ постоянно изменяется под воздействием импульсов гауссового шума. Можно предположить, что хотя значения ω_1 и ω_2 могут значительно отличаться, но отличие фаз помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ будет небольшим и изменяющимся незначительно на длительности сигналов $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ (из-за близости параметров контуров, их импульсных характеристик).

Рассмотрим возможные варианты обработки сигналов $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$, которые могут позволить повысить соотношение P_S/P_N , используя отличие их фаз и различие помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$.

Вариант 1. Используя колебательные контура с шириной полосы Π' частот, пропускаемых контуром, значительно большей полосы частот Π принимаемого узкополосного сигнала $S^{*}(t)$ можно обеспечить сдвиг фаз между $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ $\Delta\varphi \approx \pi$ (ω' у левого края АЧХ контура с ω_1 , ω' у правого края АЧХ контура с ω_2). При вычитании из $S'_1(t)+n_1(t)$ смеси $S'_2(t)+n_2(t)$ амплитуды $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ складываются, а амплитуды $n_1(t)$ и $n_2(t)$ в основном вычитаются. Произойдёт взаимная компенсация амплитудно-частотных искажений сигналов $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$. Чем ближе значения частот ω_1 и ω_2 и остальные параметры контуров, тем больше будет взаимная компенсация помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$. Затем, с помощью контуров с резонансной частотой ω' с шириной полосы Π' частот, пропускаемых контуром, равной полосе Π частот сигнала $S'(t)$, осуществляется последующая частотная фильтрация сигналов.

Так как суммарная амплитуда сигналов $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ вдвое больше амплитуды $S'_1(t)$, то мощность P_S принятого сигнала $S'(t)$ возрастёт в четыре раза. Средняя амплитуда результата вычитания помехи $n_1(t)$ из $n_2(t)$ после частотной фильтрации в полосе частот равной Π , по весьма ориентировочным оценкам может быть равна $(0,1 \dots 0,05) \cdot n_1(t)$, т.е. мощность принятой помехи P_N может быть уменьшена в $\sim 100 \dots 400$ раз. Тогда, можно предположить, что рассмотренный подход может позволить повысить соотношение P_S/P_N по сравнению с обычной полосовой фильтрацией сигналов [1, 2] до нескольких сотен раз и даже до тысячи раз. Чем уже полоса частот Π принимаемого узкополосного сигнала, тем ближе могут быть центральные частоты контуров ω_1 и ω_2 , а значит помехи могут быть более эффективно взаимно компенсированы.

Сдвиг фаз $\Delta\varphi \approx \pi$ между сигналами $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ может быть обеспечен и другими способами.

Например, если взять $\Delta\varphi_1 = \pi/2$, а $\Delta\varphi_2 = -\pi/2$ (см. рис. 1) и сигналы подать на второй параллельный колебательный контур в каждом канале, то происходит дополнительный сдвиг фазы входного

сигнала относительно фазы выходного сигнала каждого канала согласно выражению (5). Суммарный сдвиг фаз между сигналами $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ в каналах будет $\Delta\varphi_{\text{ФКК}} \approx \pi$. Отличие значений частот ω_1 и ω_2 уменьшится, а взаимная компенсация помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ повысится.

Близкий результат так же можно получить, настраивая один контур с полосой пропускания Π на несущую частоту ω' ($\omega' = \omega_1$, $\Delta\varphi_1 = 0$) сигнала $S'(t)$ (рис. 1 а), а второй контур (рис. 1 б) настроить на частоту ω_2 в полосу пропускания Π которого поступает только помеха $n_2(t)$. При небольших отличиях значений частот $\omega' = \omega_1$ и ω_2 , после суммирования смеси $S'_1(t)+n_1(t)$ и инверсии значения помехи $n_2(t)$ произойдёт значительная взаимная компенсация помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$. Можно осуществлять измерения средних значений амплитуд после фильтрации за короткие интервалы времени. Если при вычитании из смеси $S'_1(t)+n_1(t)$ помехи $n_2(t)$ результат уменьшится на значение близкое к значению помехи $n_2(t)$, то помехи $n_1(t)$ и $n_2(t)$ имеют небольшой сдвиг фаз $\varphi_{1,2}$ ($\varphi_{1,2} \ll \pi/2$). Если этот результат вычитания уменьшится незначительно или увеличится, то помехи $n_1(t)$ и $n_2(t)$ имеют большой сдвиг фаз $\varphi_{1,2}$ и здесь необходимо с помощью перестраиваемой фазосдвигающей цепи изменять сдвиг фаз $\varphi_{1,2}$ до тех пор, пока результат вычитания не уменьшится на величину близкую к значению помехи $n_2(t)$. Данный подход представляется наиболее эффективным по взаимной компенсации помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$.

Рассмотренные подходы могут быть использованы в качестве первой “ступени очистки” полученного сигнала от помех, причём без изменения его формы.

Вариант 2. Используя N колебательных контуров с шириной полосы частот Π' , пропускаемых контуром, значительно большей полосы частот Π принимаемого узкополосного сигнала $S^{*}(t)$ можно организовать приём сигнала $S'(t)$ по N каналам, в которых сигнал $S'(t)$ остаётся без изменений а помехи, сформировавшиеся после частотной фильтрации флюктуационного гауссового шума в каналах с колебательными контурами, настроенными на разные центральные частоты ω_j отличаются – $n_1(t) \neq n_2(t) \neq n_k(t)$. Для обеспечения соотношения заданного P_S/P_N использовать метод когерентного накопления [1].

Обеспечим сдвиг фаз N контурами с разными резонансными частотами ω_j : между $S'_1(t)$ и $S'_2(t) - \Delta\varphi'_1$, между $S'_3(t)$ и $S'_4(t) - \Delta\varphi'_2, \dots$, между $S'_{N-1}(t)$ и $S'_M(t) - \Delta\varphi'_2$.

Из рисунка 1 и выражения (4) можно заметить, что если сигналы $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$, выделенные контурами с разными резонансными частотами ω_1 и ω_2 подать на каскады с контурами с центральной частотой ω' с шириной полосы частот Π' , пропускаемых контуром, равной полосе Π частот сигнала $S'(t)$, то от помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$, представляющих сигналы с амплитудно-частотной модуляцией после фильтрации останутся нижняя (для $n_1(t)$) или верхняя (для $n_2(t)$) полосы амплитудно-модулированного сигнала. Используя фазосдвигающие цепи, обеспечивающие сдвиг фаз

между входным и выходным сигналом в соответствии с выражением (7), получим, что сигналы $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ синфазны, а остатки помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ имеют ещё дополнительный сдвиг фаз. Будем полагать, что остатки помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$ после таких преобразований будут мало коррелированы.

Осуществив такие же преобразования со всеми парами $S'_3(t), S'_4(t)$ и $n_3(t), n_4(t), \dots, S'_{N-1}(t), S'_N(t)$ и $n_{N-1}(t), n_N(t)$ можно получить N синфазных сигналов $S'(t)$ и N слабо коррелированных помех. Тогда, с помощью метода когерентного накопления можно получить выигрыш в увеличении соотношения P_S/P_N близких к N [1].

Так как при увеличении числа каналов N , будет увеличиваться корреляция помех, то значение N ограничено и для реализации можно рекомендовать $N = 8 \dots 12$, что может позволить повысить соотношение P_S/P_N по сравнению с обычной полосовой фильтрацией сигналов [1, 2] до ~ 10 раз.

Данный подход так же может быть использован в качестве “первой ступени очистки” полученного сигнала от помех, без изменения его формы.

Вариант 3. На выходе схемы корреляционного приёма, так же можно повысить соотношение P_S/P_N относительно входа за счёт того, что результат интегрирования произведения полезного сигнала и помехи уменьшает её мощность, т.к. полезный сигнал и помеха не синфазны. [1, 2].

Используя узкополосные колебательные контура с полосой пропускания контура Π' приблизительно равные удвоенной полосе частот Π принимаемого узкополосного сигнала $S'(t)$ можно обеспечить сдвиг фаз между $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ $\Delta\varphi = \pi/2$ ($\Delta\varphi_2 = +\pi/4$ а $\varphi_1 = -\pi/4$). Используя фазосдвигающие цепи, обеспечивающие сдвиг фаз между входным и выходным сигналом в соответствии с выражением (7), получим, что сигналы $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ синфазны, а помехи $n_1(t)$ и $n_2(t)$ имеют сдвиг фаз близкий к $\varphi_1 = \pi/2$. Затем с помощью контуров с центральной частотой ω' с шириной полосы частот Π' , пропускаемых контуром, равной полосе Π частот сигнала $S'(t)$, осуществляется последующая частотная фильтрацией сигналов. Подав эти сигналы $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ с модифицированными помехами $n_1(t)$ и $n_2(t)$ после фильтрации, т.е. $n_1(t)_\Phi$ и $n_2(t)_\Phi$ на коррелятор получим его отклик (для простоты полагая, что амплитуды сигналов $S'_1(t), S'_2(t)$ и $S'(t)$ равны единице):

$$Y = \int_0^T \{ S'^2_1(t) + S'_1(t)[n_1(t)_\Phi + n_2(t)_\Phi] + n_1(t)_\Phi n_2(t)_\Phi \} dt. \quad (9)$$

В (9) можно полагать, что $n_1(t)_\Phi$ и $n_2(t)_\Phi$ при временном сдвиге между ними $\tau = 0$ слабо коррелированы. Поэтому, выражение (9) с учётом того, что после сложения двух некоррелированных сигналов с одинаковым средним значением амплитуд среднее значение суммарной амплитуды увеличится в $\sim 1,41$ раз, а результат интегрирования их произведения равен нулю [1], можно записать:

$$Y \approx \int_0^T [S'^2_1(t) + 1,41 \cdot S'_1(t) \cdot n_1(t)_\Phi] dt. \quad (10)$$

Если обеспечить мощности P_{N1} и P_{N2} помех $n_1(t)_\Phi$ и $n_2(t)_\Phi$, полученных из флюктуационного гауссова шума $n_0(t)$ равными мощности P_{N0} помехи $n_0(t)$ (системы частотной фильтрации во всех случаях обеспечивают одинаковое понижение мощности помех, т.е. $P_{N1} = P_{N2} = P_{N0}$), то в сравнении с корреляционным приёмом [1, 2], когда необходимо точное значение начальной фазы φ'_0 сигнала $S'(t)$, мощность помехи P_{NK} (второй член суммы в выражении (10)) за время T относительно помехи $n_0(t)$ увеличится в 1,41 раза.

Если на коррелятор подать два сигнала после обработки по варианту 1, то получим “вторую ступень очистки”. Причём, на первый вход коррелятора нужно подать сигнал, полученный при помехах с разными центральными частотами ω_1 и ω_2 , а на второй вход коррелятора подать сигнал, полученный при помехах с разными центральными частотами ω_3 и ω_4 (например, взять контура, отличающиеся добротностью контуров с резонансными частотами ω_1 и ω_2). Однако, необходимо при этом разнести частоты ω_3 и ω_1 , а также ω_4 и ω_2 на столько, чтобы помехи на первом и втором входах коррелятора можно было считать некоррелированными, а полезные сигналы были синфазны. Тогда, с учётом выражений (9) и (10), полученных для других помех, и того, что вариант 1 понижает P_N ориентировочно в 200...1000 раз, можно отметить, что мощность помехи при такой обработке, ориентировочно уменьшится относительно помехи $n_0(t)$ в $(200 \dots 1000)/1,41$ раза.

Корреляционная обработка обеспечит дальнейшее повышение соотношения P_S/P_N дополнительно к “чистому” варианту 1 за счёт отличия фазы полезного сигнала и помехи.

Выводы. 1. Фильтрация радиосигналов в условиях неопределённости всех его параметров возможна при организации приёма сигнала $S'(t)$ по нескольким каналам с колебательными контурами, настроенными на разные резонансные частоты ω_j , не совпадающие с несущей частотой ω' полезного сигнала $S'(t)$. На выходах каналов с взаимно-расстроенными колебательных контурами, можно получить полезные сигналы, сдвинутые между собой по фазе и помехи с разными центральными частотами относительно которых они флюктуируют. Использование фазосдвигающих цепей позволяет реализовать несколько вариантов обработки сигналов.

2. Наибольшее понижение мощности помех (до $\sim 100 \dots 1000$ раз и больше) может быть обеспечено реализацией варианта 1, когда помехи $n_1(t)$ и $n_2(t)$ имеют небольшой сдвиг фаз $\varphi_{1,2}$ ($\varphi_{1,2} \ll \pi/2$) между собой и взаимно компенсируются (параметры контуров близки). Все способы варианта 1 незначительно отличаются сложностью реализации и требуют дальнейших исследований. На первый взгляд, наибольший практический интерес представляет способ с настройкой одного контура на несущую

частоту узкополосного сигнала $S'(t)$, а второго контура на частоту в полосе пропускания которого не попадает спектр сигнала $S'(t)$, а поступает только помеха $n_2(t)$ по частоте близкой к помехе $n_1(t)$.

3. Метод когерентного накопления с декорреляцией помех с помощью фазосдвигающих цепей и полосовой фильтрации (вариант 2) может быть использован для понижения мощности помех и представляет интерес для среднеполосных радиосигналов.

4. Корреляционная обработка (вариант 3) может быть использована как дополнительный способ к варианту 1, обеспечивающая дополнительное понижение мощности помех за счёт отличия фазы полезного сигнала и помехи.

Список литературы

1. Кузьмин И. В. Основы теории информации и кодирования / И. В. Кузьмин, В. А. Кедрус. – К.: Вища школа, 1986. – 238 с.

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Фільтрація радіосигналів в умовах невизначеності всіх його параметрів / О. В. Брезгунов, С. О. Брезгунов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Радіофізика та іоносфера. – Х.: НТУ «ХПІ», 2017. – № 47 (1268). – С. 7 – 11. – Бібліогр.: 3 назв. – ISSN 2078-9998.

Фильтрация радиосигналов в условиях неопределённости всех его параметров / А. В. Брезгунов, С. А. Брезгунов // Вестник НТУ «ХПИ». Серія: Радиофизика и ионосфера. – Х.: НТУ «ХПИ», 2017. – № 47 (1268). – С. 7 – 11. – Библиогр.: 3 назв. – ISSN 2078-9998.

Filtering radio signals in the conditions of uncertainty of its parameters / O. V. Brezgunov, S. O. Brezgunov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Radiophysics and ionosphere. – Kharkov: NTU "KhPI", 2017. – No. 47 (1268). – P. 7 – 11. – Bibliogr.: 3. – 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: brezgunovu@gmail.com.

Брезгунов Александр Владимирович – кандидат технических наук, доцент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», старший преподаватель кафедры радиоэлектроники; тел.: (066) 097-32-85; e-mail: brezgunovu@gmail.com.

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: brezgunovu@gmail.com.

Брезгунов Сергій Олександрович – спеціаліст, м. Київ, ЧП інженер; тел.: (066) 659-43-23; e-mail: bigsun0407@gmail.com.

Брезгунов Сергей Александрович – специалист, г. Киев, ЧП инженер; тел.: (066) 659-43-23; e-mail: bigsun0407@gmail.com.

Brezgunov Sergey Oleksandrovych – specialist, с. Kiev, engineer; tel.: (066) 659-43-23; e-mail: bigsun0407@gmail.com.

References (transliterated)

1. Kuz'min I. V., Kedrus V. A. *Osnovy teorii informacii i kodirovanija* [Fundamentals of information theory and coding]. Kiev, Vyssh. shkola, 1986. 238 p.
2. Baskakov S. I. *Radiotekhnicheskie cepi i signaly: Uchebnik dlja vuzov po special'nosti "Radiotekhnika"* [Radio engineering circuits and signals: Textbook for high schools by specialty "Radio engineering"]. Moscow, Vyssh. shkola, 2005. 462 p.
3. Krivickij B. H., Dulin V. N. *Spravochnik po teoreticheskim osnovam radioelektroniki* [Guide to the theoretical foundations of electronics]. Vol. 2. Moscow: Jenergija, 1977. – 472 p.

Поступила (received) 31.05.2017