

РАДИОФИЗИКА

УДК 621.391.822

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ КОМПОНЕНТОВ ВХОДНОЙ СМЕСИ ШУМОВОГО СИГНАЛА И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

© 2012 г.

В.Ф. Ключев¹, В.П. Самарин², А.В. Ключев¹¹ Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского² Нижегородский военный институт инженерных войск, Кстово Нижегородской обл.

klyuev@rf.unn.ru

Поступила в редакцию 22.06.2012

Рассматривается алгоритм измерения мощности компонентов смеси шумового сигнала и узкополосной помехи путем функциональных преобразований входной смеси в тракте последетекторной обработки. Проведен анализ эффективности алгоритма при различных отношениях помеха/сигнал. По результатам численного эксперимента выявлены особенности работы алгоритма при различных условиях.

Ключевые слова: шумовой сигнал, узкополосные непрерывные помехи, мощность сигнала, ширина спектра, детектирование.

Введение

В настоящей работе предложен метод измерения мощности шумового сигнала на фоне узкополосной помехи с одновременным измерением её средней мощности.

Алгоритм, разработанный на основе данного метода, может быть использован, например, в работе радиометра при радиоастрономических и других прецизионных измерениях мощности шумовых сигналов малого уровня на фоне узкополосной помехи с одновременным измерением её средней мощности [1].

Работа алгоритма основана на измерении суммарной мощности шумового сигнала и узкополосной помехи, а также измерении мощности низкочастотного шума, обусловленного взаимодействием шумового сигнала и узкополосной помехи, возникающего после детектирования входной смеси.

Принцип работы алгоритма

На рисунке 1 представлена блок-схема предложенного алгоритма измерения мощности шумового сигнала и узкополосной помехи.

На входе квадратичного устройства (X_1^2) действует аддитивная смесь шумового сигнала с шириной спектра $\Pi_{ш}$ и узкополосной помехи с шириной спектра $\Pi_{м}$, поступающая с выхода высокочастотного (ВЧ) тракта измерителя. Спектр шумового сигнала $G_{ш}(\omega)$ имеет ширину $\Pi_{ш}$, равную ширине полосы ВЧ тракта. Рассмотрим случай, когда входное колебание $u_{вх}(t)$ содержит узкополосную помеху $u_m(t)$ с центральной частотой $(\omega_0 + \Omega)$ и нормальный шум $u_w(t)$ с центральной частотой ω_0 (рис. 2). Каждая из реализаций такого шума может быть представлена в виде квазигармонического колебания, у которого огибающая $U_w(t)$ и фаза $\varphi_w(t)$ являются случайными, медленно меняющимися функциями времени [2]. Аналогично и каждая из реализаций узкополосной помехи $u_m(t)$ может

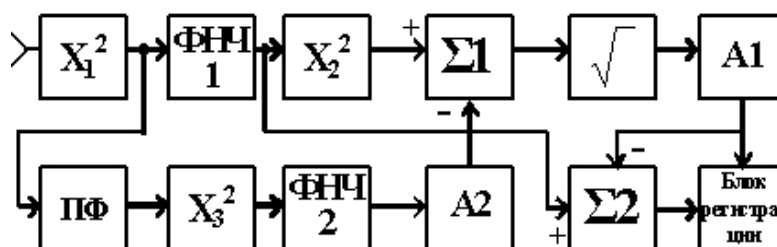


Рис. 1. Блок-схема алгоритма измерения мощности шумового сигнала и узкополосной помехи

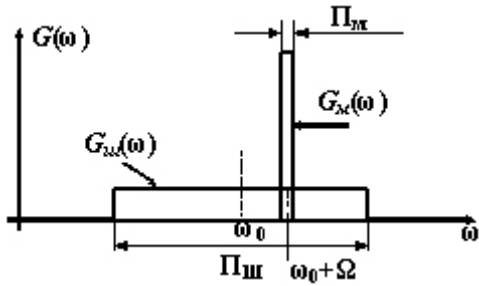


Рис. 2. Спектры воздействующих на вход квадратичного устройства (X_1^2) компонентов входной смеси шумового сигнала и узкополосной помехи

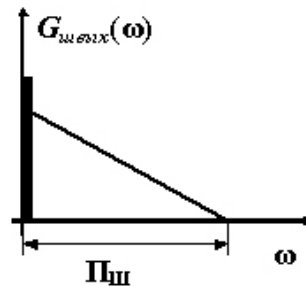


Рис. 3. Спектр низкочастотных шумов процесса $u_m^2(t)$ на выходе первого квадратичного устройства

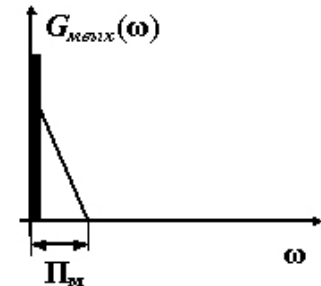


Рис. 4. Спектр низкочастотных шумов процесса $u_m^2(t)$ на выходе первого квадратичного устройства

быть представлена в виде квазигармонического колебания, у которого огибающая $U_m(t)$ и фаза $\varphi_m(t)$ являются также случайными, медленно меняющимися функциями времени. Необходимо отметить, что ширина Π_m спектра $G_m(\omega)$ узкополосной помехи предполагается много меньше ширины спектра шумового сигнала $\Pi_m \ll \Pi_u$. Тогда:

$$u_{вх}(t) = u_m(t) + u_{ш}(t) = U_m(t)\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_m(t)] + U_{ш}(t)\cos[\omega_0 t + \varphi_{ш}(t)]. \quad (1)$$

Спектры воздействующих на вход квадратичного устройства (X_1^2) компонентов изображены на рис. 2.

Выходное напряжение первого квадратичного устройства (X_1^2) содержит постоянную составляющую и шумовую компоненту, обусловленные шумовым сигналом, помехой и взаимодействием шумового сигнала и помехи [3]:

$$u_{квад1}(t) = u_m^2(t) + u_{ш}^2(t) + 2u_m(t)u_{ш}(t) = (1/2)[U_m^2(t) + U_{ш}^2(t) + 2U_m(t)U_{ш}\cos[\Omega t + \varphi_m(t) - \varphi_{ш}(t)]]. \quad (2)$$

Проведём рассмотрение на спектральном языке. В результате найдём выражение для спектра $G_{швых}(\omega)$ процесса $u_{ш}^2(t)$:

$$G_{швых} = \sigma_{ш}^4 \delta(\omega) + 2 \int_{-\infty}^{+\infty} G_{ш}(\omega_1) G_{ш}(\omega_1 - \omega) d\omega_1. \quad (3)$$

В соотношении (3) первое слагаемое даёт спектр $G_{шс} = \sigma_{ш}^4 \delta(\omega)$ постоянной составляющей, а второе – спектр $G_{шфл}(\omega)$ шумовой компоненты. Здесь $\delta(\omega)$ – дельта-функция Дирака. Структура подынтегрального выражения второго слагаемого в (3) показывает, что $G_{шфл}(\omega)$ заметно отличается от нуля лишь при $\omega \approx 0$ и $\omega \approx 2\omega_0$. Поэтому спектр $G_{шфл}(\omega)$ можно представить суммой спектров низкочастотных и высокочастотных шумов: $G_{шфл}(\omega) = G_{шнч}(\omega) + G_{швч}(\omega)$, где $G_{шнч}(\omega) \approx G_{шфл}(\omega)$ при $\omega \approx 0$ и $G_{швч}(\omega) \approx G_{шфл}(\omega)$ при $\omega \approx 2\omega_0$. Спектр низкочастотных шумов представлен на рис. 3.

Используя гауссово приближение, найдём выражение для спектра $G_{мвых}(\omega)$ процесса $u_m^2(t)$:

$$G_{мвых} = \sigma_m^4 \delta(\omega) + 2 \int_{-\infty}^{+\infty} G_m(\omega_1) G_m(\omega_1 - \omega) d\omega_1. \quad (4)$$

В (4) первое слагаемое даёт спектр $G_{мс} = \sigma_m^4 \delta(\omega)$ постоянной составляющей, а второе – спектр $G_{мфл}(\omega)$ шумовой компоненты. Структура подынтегрального выражения второго слагаемого в (4) показывает, что $G_{мфл}(\omega)$ заметно отличается от нуля лишь при $\omega \approx 0$ и $\omega \approx 2(\omega_0 + \Omega)$. Поэтому спектр $G_{мфл}(\omega)$, как и в случае выражения (3), можно представить суммой спектров низкочастотных и высокочастотных шумов: $G_{мфл}(\omega) = G_{мнч}(\omega) + G_{мвч}(\omega)$, где $G_{мнч}(\omega) \approx G_{мфл}(\omega)$ при $\omega \approx 0$ и $G_{мвч}(\omega) \approx G_{мфл}(\omega)$ при $\omega \approx 2(\omega_0 + \Omega)$. Спектр низкочастотных шумов представлен на рис. 4.

Найдём выражение для спектра $G_{мшвых}(\omega)$ произведения $2u_m(t)u_{ш}(t)$:

$$G_{мшвых} = 2 \int_{-\infty}^{+\infty} G_m(\omega_1) G_{ш}(\omega_1 - \omega) d\omega_1. \quad (5)$$

Аналогично двум предыдущим случаям, этот спектр можно представить суммой спектров низкочастотных и высокочастотных шумов: $G_{мш}(\omega) = G_{мшнч}(\omega) + G_{мшвч}(\omega)$. Низкочастотные части спектра при разных значениях расстройки Ω изображены на рис. 5.

На рис. 5а изображён вариант $\Omega = 0$; рисунок 5б соответствует максимальной расстройке, $\Omega = (\Pi_u - \Pi_m)/2$; рисунок 5в относится к произвольной расстройке, $0 < \Omega < (\Pi_u - \Pi_m)/2$.

Суммарный спектр $G(\omega)$ на выходе первого квадратичного устройства для случая произвольного значения расстройки, $0 < \Omega < (\Pi_u - \Pi_m)/2$, показан на рис. 6.

На выходе первого фильтра нижних частот (ФНЧ 1) с полосой $\Pi_{ФНЧ1}$, служащего для выделения постоянной составляющей напряжения с выхода устройства (X_1^2), действует постоянная составляющая, пропорциональная суммарной мощности шумового сигнала σ_m^2 и узкополосной помехи σ_m^2 .

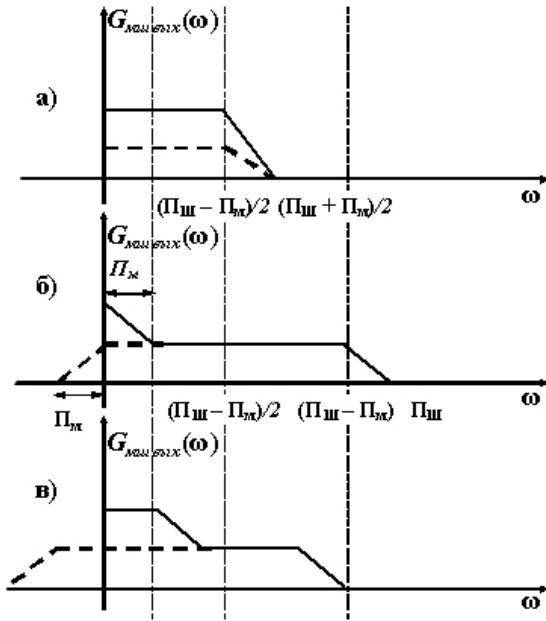


Рис. 5. Низкочастотные части спектра процесса $2u_m(t)u_{ш}(t)$ на выходе первого квадратичного устройства при разных значениях расстройки Ω

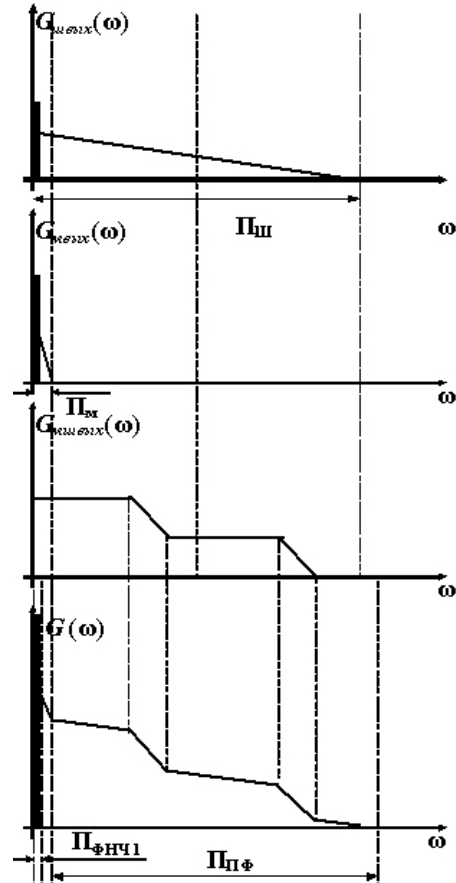


Рис. 6. Суммарный спектр на выходе первого квадратичного устройства для случая произвольного значения расстройки

$$u_{фнч1} = \sigma_m^2 + \sigma_{ш}^2 + \mu. \quad (6)$$

В выражении (6) последним слагаемым μ учтено, что наряду с постоянной составляющей ФНЧ 1 вырезает ещё и узкую полосу из непрерывной части спектра. Однако добавка к постоянной составляющей, вносимая этой узкой полосой, пренебрежимо мала.

Выходное напряжение ФНЧ 1 с помощью функционального преобразователя (X_2^2) возводится в квадрат:

$$u_{квад2} = \sigma_m^4 + \sigma_{ш}^4 + 2\sigma_m^2\sigma_{ш}^2 + \mu_{квад2}, \quad (7)$$

где $\mu_{квад2}$ – результат преобразования μ функциональным преобразователем (X_2^2). Затем в сумматоре ($\Sigma 1$) из полученного напряжения вычитается выходное напряжение второго фильтра нижних частот (ФНЧ 2) и извлекается квадратный корень с помощью функционального преобразователя ($\sqrt{\quad}$).

В общем случае для оптимальной работы алгоритма нижняя ω_n и верхняя $\omega_в$ граничные частоты полосы пропускания полосового фильтра (ПФ) выбираются из условий $\omega_n \approx P_m$ и $\omega_в \approx P_m + P_{ш}$ для того, чтобы исключить слагаемое, пропорциональное квадрату напряжения узкополосной

помехи $(1/2)U_m^2(t)$, см. (2). Однако в реальных условиях ширина P_m спектра узкополосной помехи с нам неизвестна. Напомним, что ширина спектра узкополосной помехи предполагается много меньше ширины спектра шумового сигнала $P_m \ll P_{ш}$. Поэтому нижнюю граничную частоту ω_n полосы пропускания полосового фильтра следует выбирать достаточно малой. При указанных характеристиках ПФ на вход третьего квадратичного устройства (X_3^2) поступают только флуктуации, обусловленные шумовым сигналом и взаимодействием шумового сигнала и помехи:

$$u_{нф}(t) = (1/2)U_{ш}^2(t) + U_{ш}(t)U_m(t)\cos[\Omega t + \varphi_m(t) - \varphi_{ш}(t)]. \quad (8)$$

На спектральном языке это обстоятельство иллюстрирует рис. 6. Поэтому постоянная составляющая на выходе третьего квадратичного устройства (X_3^2), выделяемая ФНЧ 2, пропорциональна мощности только этих флуктуаций:

$$u_{квад3} = \sigma_{ш}^4 + 2\sigma_m^2\sigma_{ш}^2. \quad (9)$$

Раздельное измерение $\sigma_{ш}^2$ и σ_m^2 достигается следующим образом. При настройке коэффициент передачи аттенюатора (A2) подбирается так,

чтобы при включенном источнике шумового сигнала и выключенном источнике помехи напряжение на выходе первого сумматора ($\Sigma 1$) равнялось нулю. При этом аттенуатор (А1) регулируется так, чтобы напряжение на выходе второго сумматора ($\Sigma 2$) не менялось при включении и выключении источника помехи. В результате напряжение на первом входе блока регистрации зависит только от мощности шумового сигнала, а на втором – только от мощности помехи, чем и достигается раздельное измерение мощности шумового сигнала и помехи.

Анализ работы алгоритма

Для проверки работоспособности метода на его основе создан измеритель мощности, реализующий алгоритм последдетекторной обработки смеси шумового сигнала и узкополосной помехи.

Предложенный алгоритм основан на моделировании работы типовых элементов низкочастотного тракта измерителя [2–5]: квадратичного устройства, первого фильтра нижних частот, сумматора, полосового фильтра, дополнительного квадратичного устройства, второго фильтра нижних частот и блока регистрации и реализован в программной среде LabVIEW 7.0 [6]. Узкополосная помеха моделировалась синусоидальным сигналом постоянной амплитуды и частоты. Шумовой сигнал с выхода ВЧ тракта моделировался белым гауссовским шумом из стандартной библиотеки LabVIEW 7.0, прошедшим через полосовой фильтр. На вход подавалась аддитивная смесь шумового сигнала и синусоидальной помехи. При моделировании изменялась амплитуда синусоидальной помехи, а также дисперсия шума на входе. Относительная расстройка $(\omega_0 + \Omega)/\omega_0 = 1.125$. Из принципа работы метода следует, что работа алгоритма не зависит от частоты синусоидальной помехи.

В ходе моделирования была исследована зависимость ошибки измерения средней мощности шумового сигнала ϵ_n и зависимость ошибки измерения средней мощности синусоидальной помехи ϵ_s от отношения помеха/сигнал ρ (см. рис. 7).

Здесь ϵ_n – относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала $\epsilon_n = |(\sigma_n^2 - \sigma_{nB}^2)/\sigma_n^2|$, где σ_n^2 – средняя мощность шумового сигнала на входе предложенной схемы, σ_{nB}^2 – оценка средней мощности шумового сигнала, полученная на выходе схемы; ϵ_s – относительная ошибка измерения средней мощности синусоидальной помехи $\epsilon_s = |(\sigma_s^2 - \sigma_{sB}^2)/\sigma_s^2|$, где

σ_{sB}^2 – оценка средней мощности синусоидальной помехи на выходе схемы; $\rho = \sigma_s^2/\sigma_n^2$ – отношение средней мощности синусоидальной помехи на входе схемы к средней мощности шумового сигнала на входе (далее отношение помеха/сигнал).

Кроме того, на рис. 7 для сравнения приведена ϵ – относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала при действии синусоидальной помехи без какой-либо дополнительной обработки смеси, которая определяется соотношением $\epsilon = |(\sigma_n^2 - \sigma^2)/\sigma_n^2|$, где σ^2 – оценка мощности смеси.

Для удобства анализа полученных зависимостей относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала ϵ_n , относительная ошибка измерения средней мощности синусоидальной помехи ϵ_s , и ϵ отложены по одной оси – оси ординат.

Из рис. 7 видно, что вплоть до $\rho \leq 6$ относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала ϵ_n составляет не более 5%.

Как видно из рис. 7, если проводить измерения мощности шумового сигнала при действии синусоидальной помехи без использования предложенного метода, то ошибка измерения средней мощности шумового сигнала (кривая ϵ на рис. 7) во много раз превышает соответствующую ошибку при использовании данного метода (кривая ϵ_n на рис. 7).

На основе анализа работы алгоритма установлено, что с ростом отношения помеха/сигнал ошибка измерения средней мощности шумового сигнала ϵ_n возрастает, а ошибка измерения средней мощности синусоидальной помехи ϵ_s уменьшается.

Заключение

В работе рассмотрен метод раздельного измерения мощности составляющих аддитивной смеси шумового сигнала и узкополосной помехи. Проведена оценка эффективности алгоритма

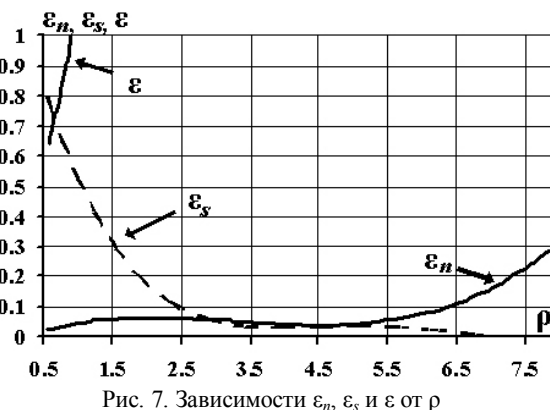


Рис. 7. Зависимости ϵ_n , ϵ_s и ϵ от ρ

последетекторной обработки смеси, основанного на данном методе при различных отношениях помеха/сигнал, результаты которого подтверждены численным экспериментом. Установлено, что с ростом отношения помеха/сигнал ошибка измерения средней мощности шумового сигнала возрастает, однако даже при $\rho \approx 6$ не превышает 5%. Применение рассмотренного алгоритма позволяет получить более чем десятикратное повышение точности измерения средней мощности шумового сигнала. При этом при $\rho \geq 3$ ошибка измерения средней мощности помехи составляет менее 5%. Результаты работы могут иметь практическое значение для проектирования реальных систем измерения мощности шумовых сигналов на фоне узкополосных помех.

Авторы выражают глубокую благодарность д.ф.-м.н., профессору, декану радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского А.В. Якимову за ценные замечания и полезные советы по данной работе.

Решаемые задачи связаны с работами, выполняемыми по приоритетному национальному проекту «Образование». Исследования проведены при поддержке программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (Государственные контракты № 02.740.11.0163, № 02.740.11.0003 и № П2606) и программы «У.М.Н.И.К.–08–3» (государственный контракт №7686р/11191).

Список литературы

1. А.с. 1541537 СССР. Измеритель мощности шумовых сигналов / Самарин В.П., Ключев В.Ф., Овчаров М.Я., Лейфер М.М. Заявлено 21.06.88; опубл. 8.10.89, Бюл. № 5.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское радио, 1977. 608 с.
3. Евсиков Ю.А., Чапурский В.В. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. М.: Высшая школа, 1977. 264 с.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. М.: Советское радио, 1969. 728 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966. 678 с.
6. Патон Б. LabVIEW: Основы аналоговой и цифровой электроники / Пер. с англ. National Instruments, 2002. 190 с.

POWER MEASUREMENT ALGORITHM OF INPUT MIXTURE COMPONENTS OF THE NOISE SIGNAL AND NARROWBAND INTERFERENCE

V.F. Klyuev, V.P. Samarin, A.V. Klyuev

A power measurement algorithm of the input mixture components of the noise signal and narrowband interference is considered using functional transformations of the input mixture in the postdetection processing channel. The algorithm efficiency analysis has been carried out for different signal-to-interference ratios. Algorithm performance features have been revealed using the results of a numerical experiment.

Keywords: noise signal, continuous narrowband interference, signal power, spectrum width, detection.