

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ ОБРАБОТКЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Введение

В радиотехнических системах различного назначения часто встречается задача обработки узкополосных сигналов на фоне шумов [1, 2]. В применении к таким сигналам ставятся задачи обнаружения, распознавания, измерения параметров и фильтрации. В большинстве случаев, результативность решения этих задач зависит от отношения сигнал/шум (ОСШ), вследствие чего применяются процедуры фильтрации, предназначенные для повышения ОСШ. Введем следующие обозначения: x – полезный сигнал, n – аддитивный шум, s – смесь сигнала с шумом, x' – оценка сигнала, полученная по выборке смеси «сигнал+шум», q_0 – отношение сигнал/шум для выборки s . Процедура фильтрации может быть записана в виде

$$s(t) = x(t) + n(t), \quad (1)$$

$$x'(t) = F(s(t)). \quad (2)$$

Под метрикой погрешностей будем понимать среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки полезного сигнала от его истинного значения:

$$M = \sigma(x'(t) - x(t)). \quad (3)$$

В качестве критерия эффективности процедуры фильтрации примем требование минимального СКО оценки (3).

Для узкополосных сигналов характерна концентрация энергии в пределах малой относительной полосы частот ($\Delta f / f_0 \ll 1$). В то же время, спектральная плотность мощности шума в большинстве случаев может быть принята равномерной в пределах полосы пропускания системы. Вследствие этого, отношение сигнал/шум является непостоянным в пределах полосы пропускания радиотехнической системы, достигая максимальных значений в пределах полосы частот полезного сигнала. Применение согласованного фильтра позволяет получить максимально возможное отношение сигнал/шум [2]. Это возможно при условии наличия полной априорной информации об обрабатываемом сигнале, но такая информация не всегда доступна.

Для узкополосного сигнала с относительной полосой $\varphi = \Delta f_c / \Delta f_T$, где Δf_c – полоса частот сигнала, а Δf_T – полоса пропускания тракта, согласованная фильтрация дает предельный энергетический выигрыш в

$$\Delta q_{\max} = 20 \log(1/\varphi) \quad (\text{дБ}). \quad (4)$$

Такой выигрыш достижим при условии полного согласования фильтра с сигналом.

Постановка задачи

В большинстве реальных радиотехнических систем обрабатываемый сигнал известен не полностью. В этом случае эффективность одноканального согласованного фильтра будет непостоянной. Одним из возможных решений в этом случае являются многоканальные системы. Например, при априорно неизвестной частоте входного сигнала или нескольких возможных значениях его частоты, может использоваться набор параллельных фильтров, отличающихся центральной частотой полосы пропускания. Подобное решение является достаточно громоздким и дорогостоящим.

При отсутствии полной априорной информации о сигнале могут также применяться адаптивные фильтры [3]. Такое решение обеспечивает большую гибкость по сравнению с многоканальной системой фильтров, но обладает меньшей эффективностью за счет конечного времени адаптации фильтра.

Рассмотрим нелинейный фильтр, структурная схема которого приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема нелинейного фильтра узкополосных сигналов

В состав фильтра входят блоки прямого и обратного преобразования Фурье (ПФ, ОПФ), а также ограничитель. Принцип действия фильтра основан на том, что энергия узкополосного сигнала сосредоточена в пределах его полосы частот, в то время как энергия шума распределена по всей полосе пропускания тракта радиотехнической системы. Характеристики нелинейного фильтра зависят от выбора порога. Из эмпирических соображений порог выбирается таким, чтобы по-возможности мало искажать полезный сигнал и наиболее эффективно подавлять аддитивный шум. Рассмотрим вопрос о выборе порога более строго. Для этого примем предположение о том, что характеристики шума априорно известны, и шум является аддитивным белым с гауссовым законом распределения.

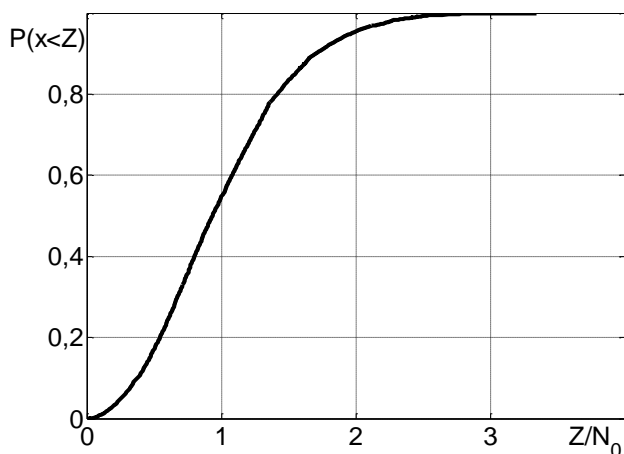


Рис. 2. Закон распределения амплитуд шума после преобразования Фурье

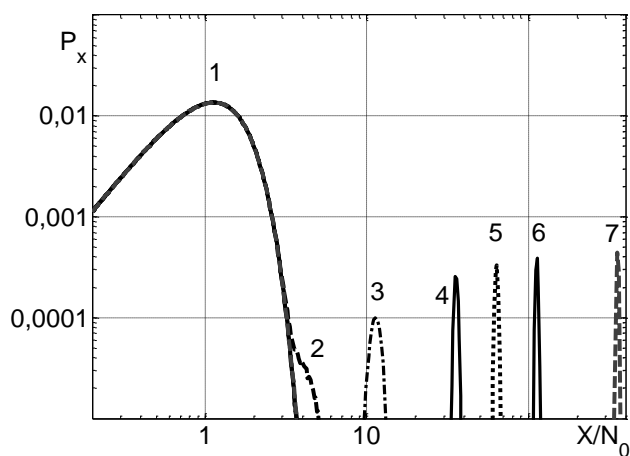


Рис. 3. Плотность вероятности распределения напряжения после преобразования Фурье (1 – реализация шума, 2 – $q = -20 \text{ дБ}$, 3 – $q = -10 \text{ дБ}$, 4 – $q = 0 \text{ дБ}$, 5 – $q = 5 \text{ дБ}$, 6 – $q = 10 \text{ дБ}$, 7 – $q = 20 \text{ дБ}$)

Обозначим через N_0 спектральную плотность мощности шума, и нормируем значение порога к этой величине, в дальнейшем упоминая его относительную величину.

Закон распределения амплитуд шума после преобразования Фурье является рэлеевским (рис. 2) [1]. При значении порога, большем 3, плотность вероятности асимптотически стремится к 1. Таким образом, вероятность того, что весь шум окажется под порогом и будет подавлен фильтром, также стремится к 1.

На рис. 3 приведен график плотности вероятности значений напряжения после преобразования Фурье. Кривая 1 соответствует наличию только шума на входе, кривые 2...7 – смеси сигнала и шума. По полученной плотности вероятности можно оценить значение порога ограничения.

По мере снижения отношения сигнал/шум, различение сигнала и шума затруднено, т.к. плотности вероятности начинают перекрываться. В данном примере это происходит при отношении сигнал/шум менее -10 дБ (кривые 2, 3). В этих условиях нелинейный фильтр будет обеспечивать меньшую эффективность.

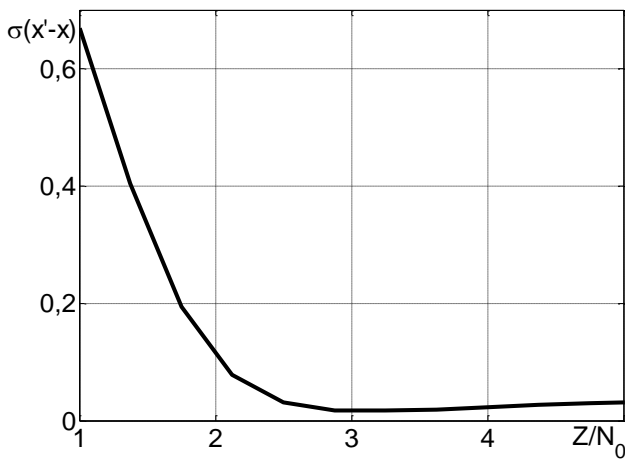


Рис. 4. Зависимость СКО оценки сигнала от значения порога

Наименьшая величина погрешности аппроксимации сигнала достигается при значении порога, равного 3 (рис. 4). При меньших значениях порога не происходит эффективного подавления шума, а при больших значениях начинают сказываться искажения формы полезного сигнала. Исходя из приведенных рассуждений, в дальнейшем примем порог ограничения, равный 3.

Основные положения работы

Проведем сравнительный анализ эффективности процедур фильтрации узкополосных сигналов. Для этого воспользуемся процедурой имитационного моделирования. В качестве альтернативного метода фильтрации узкополосных сигналов рассмотрим метод, основанный на применении согласованного фильтра. Частотная характеристика такого фильтра комплексно сопряжена с частотным спектром полезного сигнала [2, 4]. Постановку модельных экспериментов иллюстрирует рис. 5.

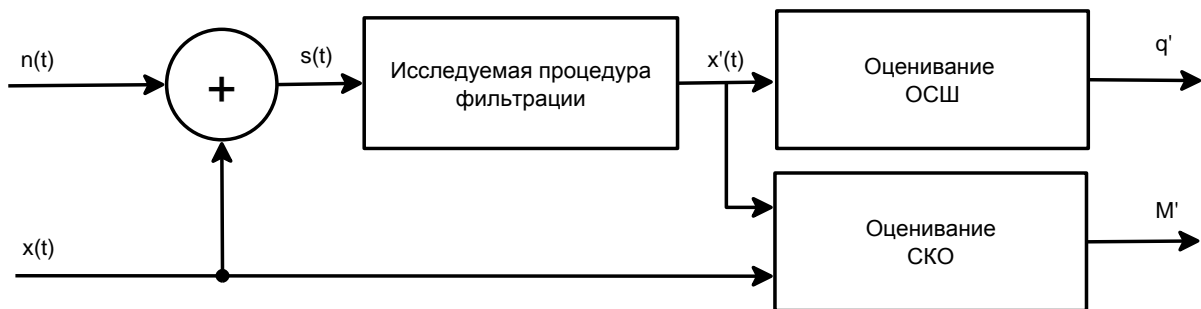


Рис. 5. Структурная схема, поясняющая процесс моделирования

Оценивание отношения сигнал/шум проводится по формуле $q' = 10 \log \left(\frac{R_0}{1 - R_0} \right)$, где R_0 – коэффициент корреляции сигнала: $R_0 = r(0) / r(1)$ [5]. СКО оценки сигнала

$$M' = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - x'_i)^2} . \quad (5)$$

Для всех методов фильтрации, СКО нормируется к СКО зашумленной реализации:

$$M_0 = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - s_i)^2} . \quad (6)$$

В данной работе в качестве тестовых рассматриваются следующие сигналы:

1. Гармоническое колебание с фиксированной частотой,
2. Узкополосный случайный процесс.

При этом для узкополосного случайного процесса используется фильтр, согласованный по полосе (формирующий фильтр данного процесса используется и в процедуре согласованной фильтрации).

Введем обозначение: $f_N = f_s / 2$ – частота Найквиста, равная половине частоты дискретизации сигнала. При постановке модельного эксперимента примем, что полоса пропускания тракта рассматриваемой радиотехнической системы составляет $0 \dots f_N$.

Для гармонического сигнала, ограниченного во времени, ширина полосы частот составляет $\Delta f = 2/\tau$ [4]. Отсюда, $\varphi = 4/\tau \cdot f_s$. Здесь и далее, на графиках кривая 1 соответствует согласованному фильтру, а кривая 2 – нелинейному фильтру.

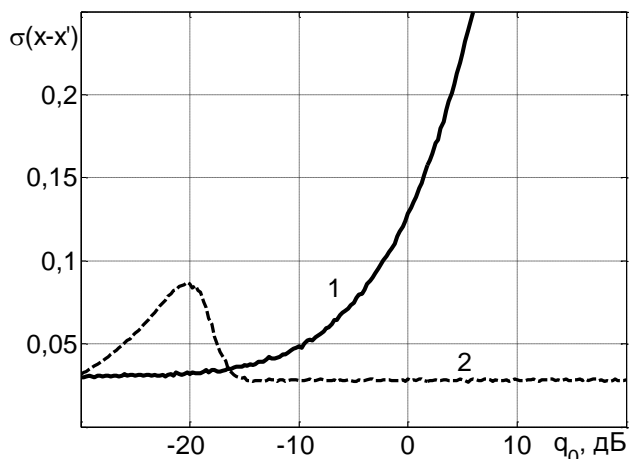


Рис. 6. Зависимость относительного СКО оценки сигнала от отношения сигнал/шум

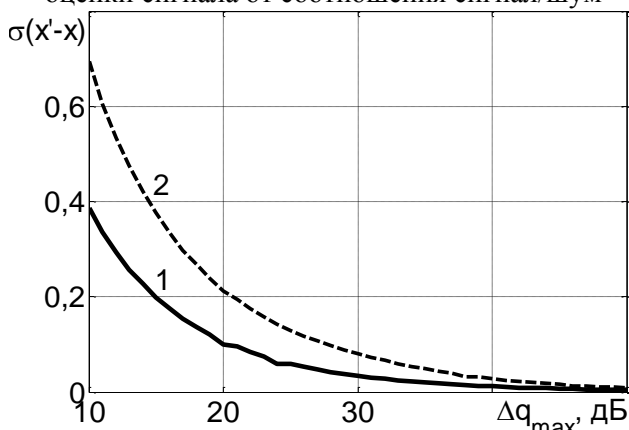


Рис. 7. Зависимость относительного СКО оценки от предельного энергетического выигрыша

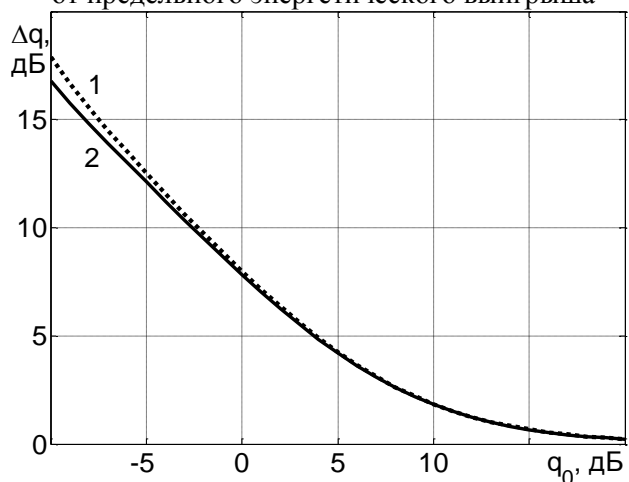


Рис. 8. Зависимость энергетического выигрыша от исходного отношения сигнал-шум

На рис. 6 приведена зависимость относительного СКО оценки сигнала от отношения сигнал/шум для случая $\Delta q_{\max} = 30$ дБ. Для нелинейного фильтра (кривая 2) наблюдается стабильно малое значение СКО вплоть до отношения сигнал/шум – 15 дБ. При более низких отношениях сигнал/шум наблюдаются аномальные ошибки, вызванные искажением формы полезного сигнала в процессе пороговой обработки.

Для узкополосного случайного процесса предельный энергетический выигрыш также определяется выражением (4). На рис. 7 приведена зависимость относительного СКО от предельного энергетического выигрыша, для случая $q_0 = -10$ дБ. В данной задаче согласованный фильтр оказывается более эффективным.

На рис. 8 приведена зависимость энергетического выигрыша от отношения сигнал/шум. Эффективность нелинейного фильтра при отношении сигнал/шум выше 0 дБ фактически не уступает аналогичному показателю согласованного фильтра.

Рассмотрим вопрос о сравнении робастности процедур фильтрации. Для этого проведем моделирование для случая расстройки фильтра, тем самым имитируя наличие неполной или неточной априорной информации о характеристиках обрабатываемого сигнала. Результаты моделирования представлены на рис. 9 – 10. При расстройке формирующего фильтра по центральной частоте, погрешности оценивания для метода нелинейной фильтрации остаются постоянными (рис. 9). В то же время, для полосового фильтра они возрастают почти линейно с увеличением относительной расстройки.

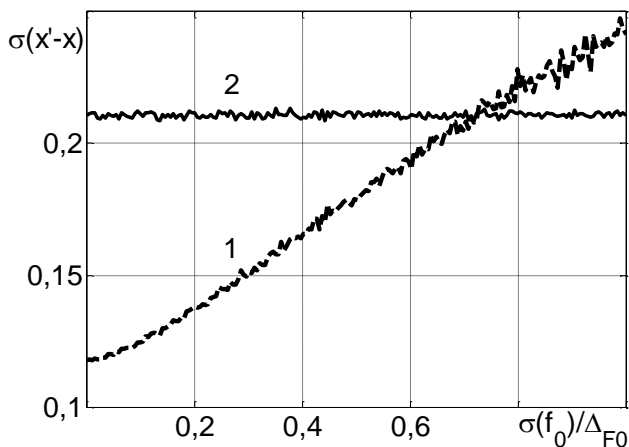


Рис. 8. Зависимость относительного СКО оценки сигнала от расстройки по центральной частоте

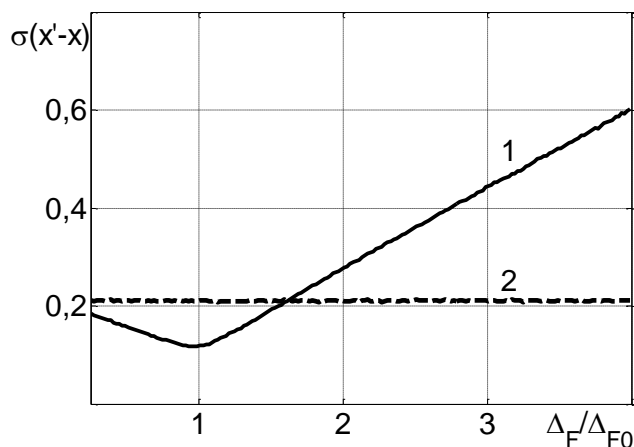


Рис. 9. Зависимость относительного СКО оценки сигнала от расстройки по полосе пропускания фильтра

При изменении полосы пропускания формирующего фильтра результаты для метода нелинейной фильтрации также остаются постоянными (кривая 2 на рис. 10). Эффективность полосового фильтра существенно зависит от соотношения полос пропускания.

Выводы

Рассмотренный в работе нелинейный фильтр обеспечивает возможность повышения отношения сигнал/шум для узкополосных сигналов на фоне нормального белого шума, при этом не используя априорной информации об обрабатываемом сигнале. При наличии полной априорной информации эффективность согласованного фильтра оказывается выше по сравнению с нелинейным фильтром.

Список литературы: 1. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника. / В.И. Тихонов – М. : Сов. радио, 1966. – 678с. 2. Тихонов, В.И., Харисов, В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 2004. – 608 с. 3. Коуэн, К.Ф.Н. Адаптивные фильтры / К.Ф.Н. Коуэн, П.М. Грант. – М. : Мир, 1988. – 388 с. 4. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд-е 5-е. – М. : Высш. шк., 2005. – 462с. 5. Айфичер, Э.С. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э.С. Айфичер, Б.У. Джервис ; пер. с англ. – 2-е изд. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники	Поступила в редколлегию 12.04.2012
---	------------------------------------