

УДК 681.513.6

## **Алгоритм двухканального подавления помех при их взаимной некоррелированности в каналах**

А.Е.Манохин

### **Аннотация**

В работе представлен алгоритм двухканального подавления помех, работоспособный в условиях, когда помехи в каналах автокомпенсатора взаимно некоррелированы. Теоретически доказано, что синтезированный автором алгоритм позволяет оптимальным образом выделять полезный сигнал по критерию наименьшей среднеквадратической ошибки.

### **Ключевые слова**

модельный компенсатор помех; формирующий белый шум; оптимальный фильтр; корректирующий фильтр.

### **Постановка задачи**

В двухканальных автокомпенсаторах помех с применением адаптивного фильтра эффективное подавление помехи происходит только тогда, когда помеховые составляющие на обоих входах автокомпенсатора взаимно коррелированы [1]. Пусть в опорном канале действует помеха  $d_2$ , совпадающая по корреляционной функции с помехой в основном канале  $d_1$ , но некоррелированная с ней. Такая ситуация может возникнуть, например, при разнесенной во времени записи зашумленного сигнала в основном канале и помехи в опорном канале (при этом условие стационарности помех должно выполняться). Тогда временной сдвиг фаз между помехами в каналах будет много больше памяти фильтра и не позволит обычным адаптивным способом выровнять задержку в канале.

### **Метод решения**

Для того, чтобы сделать адаптивный компенсатор помех инвариантным к задержке между помехами в каналах предлагается алгоритм, реализованный в модельном компенсаторе помех, структурная схема которого изображена на рис.1. Представленный компенсатор является улучшенным вариантом компенсатора, алгоритм которого изложен в [2]. Он состоит из трех каналов: сигнального, на входе которого присутствует смесь сигнала и помехи (зашумленный сигнал), компенсационного, на который подается помеха, и результирующего, в котором формируется разностная модель с учетом соответствующей коррекции.

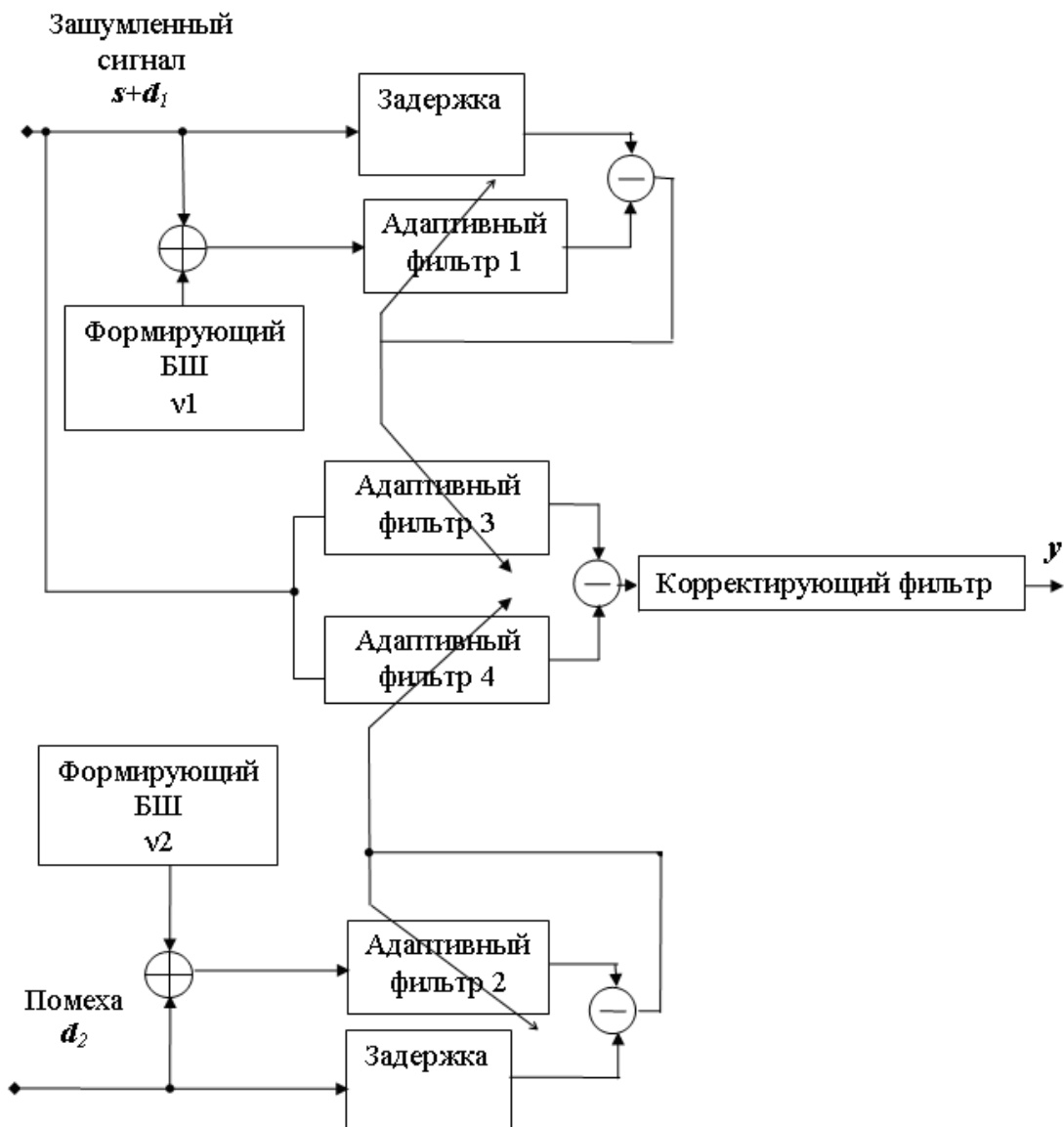


Рис.1 Структурная схема модельного компенсатора помех.

Сигнальный и компенсационный каналы представляет собой формирователь модели сигнала [3]. Модель зашумленного сигнала формируется следующим образом. К сигналу примешивается формирующий белый гауссов шум, затем вся смесь подается на вход адаптивного фильтра, выход которого соединен с устройством вычитания. На

другой вход устройства вычитания через элемент задержки (как правило, равной половине длины адаптивного фильтра [1]) подается сигнал. В результате адаптации импульсная характеристика адаптивного фильтра стремится к характеристике винеровского фильтра с коэффициентом передачи:

$$W_1(\omega) = \frac{S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega)}{S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega) + S_{v_1}(\omega)}$$

где  $S_S(\omega)$  – спектральная плотность мощности сигнала;  $S_{d_1}(\omega)$  – спектральная плотность мощности помехи в сигнальном канале;  $S_{v_1}(\omega)$  – спектральная плотность мощности формирующего белого шума в сигнальном канале.

При этом модель зашумленного сигнала представлена импульсной характеристикой (или коэффициентом передачи) адаптивного фильтра 1 (АФ1). Аналогично в адаптивном фильтре 2 (АФ2) формируется модель помехи  $d_2$ [3] с коэффициентом передачи АФ2:

$$W_2(\omega) = \frac{S_{d_2}(\omega)}{S_{d_2}(\omega) + S_{v_2}(\omega)}$$

где  $S_{d_2}(\omega)$  – спектральная плотность мощности помехи в компенсационном канале;  $S_{v_2}(\omega)$  – спектральная плотность мощности формирующего белого шума в компенсационном канале.

Модель зашумленного сигнала и модель опорной помехи в компенсационном канале могут формироваться независимо и в разные моменты времени, что делает компенсатор инвариантным к задержке между помехами в каналах, а следовательно исключает требование взаимной коррелированности помех.

В результирующем канале, который состоит из адаптивного фильтра 3 (АФ3), адаптивного фильтра 4 (АФ4) и корректирующего фильтра, формируется разностный коэффициент передачи модельного автокомпенсатора:

$$W(\omega) = W_1(\omega) - W_2(\omega) = \frac{S_S(\omega)S_{v_2}(\omega) + S_{d_1}(\omega)S_{v_2}(\omega) - S_{d_2}(\omega)S_{v_1}(\omega)}{(S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega) + S_{v_1}(\omega))(S_{d_2}(\omega) + S_{v_2}(\omega))}$$

(1)

При равенстве отношения мощности помеха-формирующий шум в сигнальном канале ( $q_{21}$ ) и отношения мощности помеха-формирующий шум в компенсационном канале ( $q_{22}$ ) коэффициент передачи модельного компенсатора (ф.1) преобразуется в выражение:

$$W(\omega) = \frac{S_S(\omega)S_{v2}(\omega)}{(S_S(\omega) + S_{d1}(\omega) + S_{v1}(\omega))(S_{d2}(\omega) + S_{v2}(\omega))} \quad (2)$$

Таким образом, адаптивное формирование результирующего канала (с помощью АФ3 и АФ4) позволяет синтезировать разностную сигнально-помеховую модель, в которой и происходит компенсация помехи.

Для того, чтобы коэффициент передачи модельного компенсатора был близок к коэффициенту передачи фильтра Винера, в результирующем канале используется корректирующий фильтр с коэффициентом передачи

$$K_{corr}(\omega) = \left[ \frac{S_{d2}(\omega) + S_{v2}(\omega)}{S_{v2}(\omega)} \right] \left[ \frac{S_S(\omega) + S_{d1}(\omega) + S_{v1}(\omega)}{S_S(\omega) + S_{d1}(\omega)} \right]$$

С учетом коррекции результирующая передаточная характеристика модельного компенсатора совпадает с оптимальной передаточной функцией винеровского фильтра, на входе которого действует аддитивная сумма сигнала и помехи, являющиеся стационарными, взаимно независимыми процессами с нулевыми средними [4]:

$$W_{МКР}(\omega) = \left[ \frac{S_S(\omega)}{S_S(\omega) + S_{d1}(\omega)} \right]$$

В результате введения корректирующего фильтра модельный автокомпенсатор помех становится оптимальным фильтром, параметры которого подстраиваются таким образом, чтобы наилучшим образом и эффективно подавить помеху.

Реализовать корректирующий фильтр можно, используя алгоритм обратного моделирования, который достаточно подробно изложен в [1]. Вначале представим корректирующий фильтр (основной) в виде двух последовательно соединенных вспомогательных корректирующих фильтров (рис.2) с коэффициентами передачи:

$$K_{corr1}(\omega) = \left[ \frac{S_S(\omega) + S_{d1}(\omega) + S_{v1}(\omega)}{S_S(\omega) + S_{d1}(\omega)} \right] \quad K_{corr2}(\omega) = \left[ \frac{S_{d2}(\omega) + S_{v2}(\omega)}{S_{v2}(\omega)} \right]$$

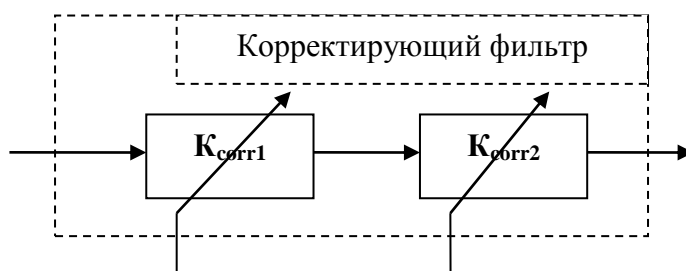


Рис.2 Структурная схема корректирующего фильтра.

Первый вспомогательный корректирующий фильтр может быть реализован с помощью схемы на рис.3. В эталонный фильтр загружаются весовые коэффициенты из

адаптивного фильтра 1 (рис.1). По окончании обратного моделирования синтезируется фильтр с коэффициентом передачи  $K_{corr1}$ , обратным коэффициенту передачи АФ1. Весовые коэффициенты «обратного» загружаются в основной корректирующий фильтр.

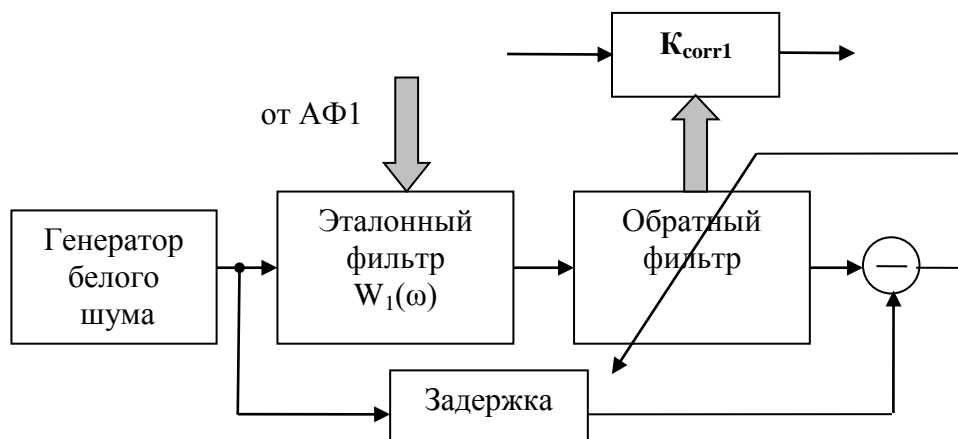


Рис.3 Структурная схема обратного моделирования для первого вспомогательного корректирующего фильтра.

Второй вспомогательный корректирующий фильтр реализуется в соответствии со схемой на рисунке 4. В эталонный фильтр переписываются весовые коэффициенты из адаптивного фильтра 2 (рис.1). В результате обратных преобразований получаем фильтр с коэффициентом передачи  $K_{corr2}$ , весовые коэффициенты которого переписываются в основной корректирующий фильтр.

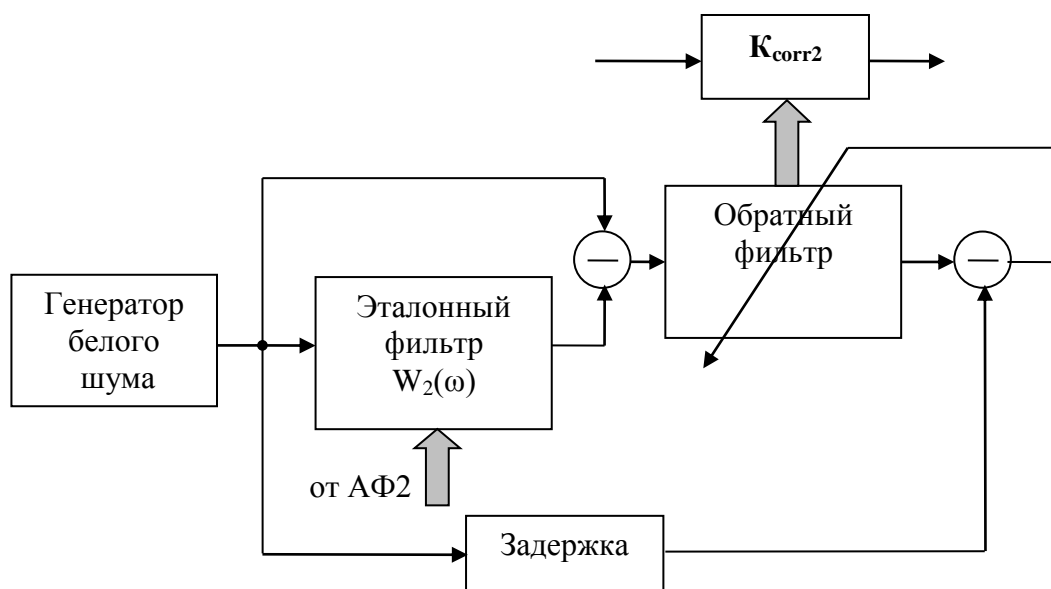


Рис.4 Структурная схема обратного моделирования для второго вспомогательного корректирующего фильтра.

### Компьютерное моделирование

С помощью разработанного программного обеспечения «Модельный компенсатор помех» было проведено моделирование работы представленного алгоритма подавления помех. В экспериментах исследовалась зависимость проигрыша оптимальному фильтру  $l$

от отношения мощности помеха-формирующий шум ( $q_2$ ) и от отношения мощности сигнал-помеха  $\eta$ .

Под оптимальным фильтром понимается линейный фильтр с постоянными параметрами, на входе которого действует сигнал  $s$  и помеха  $d_1$ , имеющие гауссово распределение, дисперсия ошибки фильтрации на выходе которого [4]:

$$\overline{\varepsilon^2(t)}_{opt} = \overline{[s(t) - \hat{s}(t)]^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_s(\omega) [1 - W_{opt}(\omega)]^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{d_1}(\omega) \frac{S_s(\omega)}{S_s(\omega) + S_{d_1}(\omega)} d\omega$$

Относительный проигрыш оптимальному фильтру выражается через отношение дисперсии ошибки фильтрации на выходе модельного компенсатора и на выходе оптимального линейного фильтра:

$$l = \frac{\overline{\varepsilon^2(t)}_{МКР}}{\overline{\varepsilon^2(t)}_{opt}} \quad (3)$$

Параметры моделирования модельного компенсатора отображены в таблице 1, параметры обратного моделирования корректирующего фильтра – в таблице 2, результаты моделирования показаны на рисунках 5 и 6. В качестве полезного сигнала был выбран гауссово-марковский процесс, помеха – белый гауссов шум, помехи в каналах взаимно некоррелированы.

Параметры моделирования модельного компенсатора

Таблица 1

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>
Ширина полосы сигнала	3354 Гц
Объем выборки для оценки $l$	65536
Количество выборок для усреднения $l$	10
Число весовых коэффициентов фильтров	256
Коэффициент адаптации фильтров	0,001
Алгоритм адаптации фильтров	метод наименьших квадратов [1]

Параметры обратного моделирования корректирующего фильтра

Таблица 2

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>
Число весовых коэффициентов	128
Коэффициент адаптации	0,001

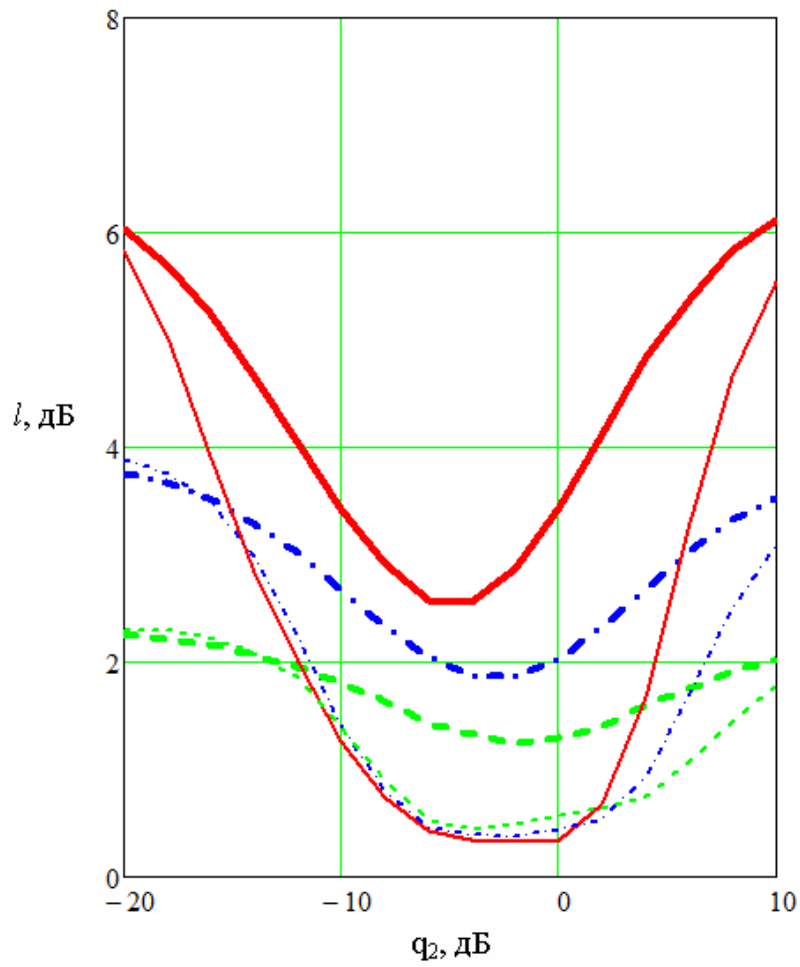


Рис.5. Зависимость проигрыша  $l$  от отношения помеха-формирующий шум  $q_2$  (без корректирующего фильтра – толстая линия, с включением корректирующего фильтра – тонкая линия) при  $\eta=-10$ дБ (сплошная),  $\eta=-6$ дБ (штрихпунктирная),  $\eta=0$ дБ (пунктирная).

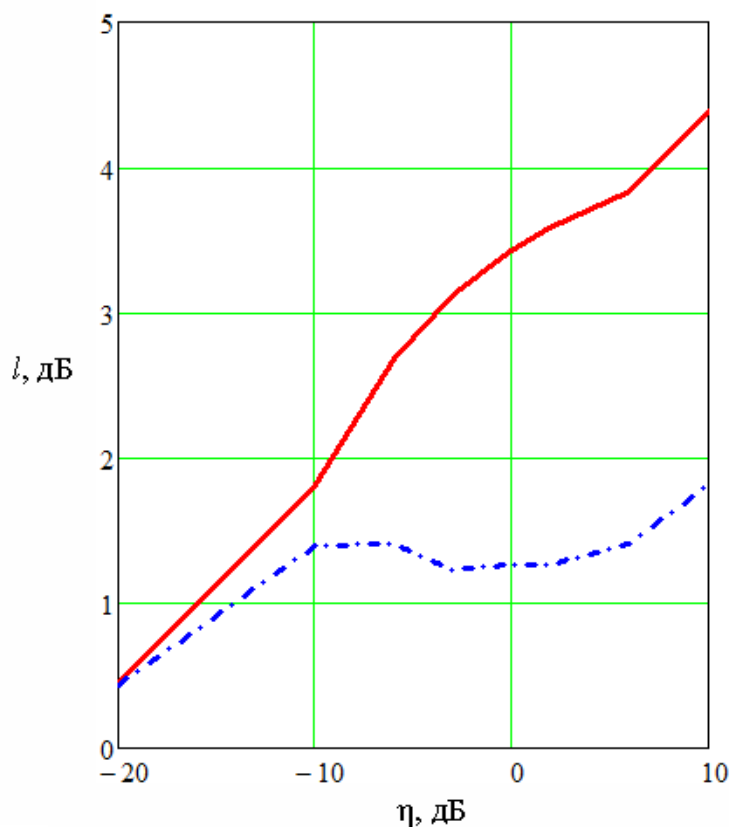


Рис. 6. Зависимость проигрыша  $l$  от отношения сигнал-помеха  $\eta$  при  $q_2=-10$ дБ: без корректирующего фильтра (сплошная), с включением корректирующего фильтра (пунктирная).

### Обсуждение полученных результатов

Изображенные на рисунке 5 и полученные в результате моделирования зависимости проигрыша  $l$  (ф.3) от отношения помеха-формирующий шум при различных отношениях мощности сигнал-помеха демонстрируют наличие оптимального значения  $q_2$ , при котором проигрыш минимален. Это объясняется тем, что при программной реализации корректирующего фильтра не удастся полностью скомпенсировать нелинейность коэффициента передачи модельного компенсатора (ф.2) и получить оптимальную линейную фильтрацию полезного сигнала.

Использование корректирующего фильтра существенно снижает влияние значения входного отношения мощности сигнал-помеха на проигрыш оптимальному фильтру. При изменении отношения мощности сигнал-помеха и отношения мощности помеха-формирующий шум в каналах в диапазоне от 0 до -10дБ, значение проигрыша не превышает 1.7 дБ (рис.5). Следовательно, включение корректирующего фильтра снижает восприимчивость модельного компенсатора к выбору отношения мощности помеха-формирующий шум в каналах. В то же время, модельный компенсатор, описанный в [2],



более чувствителен к снижению проигрыша при неоптимальном выборе значения отношения мощности помеха-формирующий шум в каналах.

### **Выводы**

1. Результаты математических выводов и данные моделирования показывают, что разработанный алгоритм двухканального подавления помех, реализованный в модельном компенсаторе, показал хорошую работоспособность в условиях взаимной некоррелированности помех в каналах. В частности, при изменении отношения мощности сигнал-помеха и отношения мощности помеха-формирующий шум в каналах в диапазоне от 0 до -10дБ, значение проигрыша оптимальному фильтру не превышает 1.7 дБ. В то же время, обычный адаптивный компенсатор помех, например реализованный по схеме Уидроу [1], в таких условиях работать не будет.

2. Включение корректирующего фильтра на выход модельного компенсатора дает существенное снижение проигрыша оптимальному фильтру. Например, при отношении мощности сигнал-помеха равном 10дБ, проигрыш уменьшается с 4.4дБ до 1.8дБ (см. рис.6). Вместе с тем, использование корректирующего фильтра при входных отношениях мощности сигнал-помеха менее -10дБ нецелесообразно, т.к. в этом диапазоне проигрыш оптимальному фильтру не превышает 1-2дБ, а влияние корректирующего фильтра минимально.

### **Библиографический список**

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. – М.:Радио и связь, 1989. – 440с.

2. Манохин А.Е. Адаптивный компенсатор помех на основе формирования адаптивных моделей случайных процессов / А.Е.Манохин, Ю.А.Нифонтов // Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. – 2011.- №2(12) – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru>.

3. Система адаптивного моделирования фильтрации случайных процессов/ Нифонтов Ю.А., Манохин А.Е., Нифонтов И.Ю. Патент на полезную модель №101601. Заявка № 2010118962. Приоритет полезной модели от 11.05.2010г. Зарегистрировано в Госреестре полезных моделей РФ 20.01.2011г.

4. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб.пособие для вузов. -5-е изд., перераб. и доп.-М.:Радио и связь, 1994.-480с.; ил.

### **Сведения об авторе**

Манохин Антон Евгеньевич, доцент кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем Института радиоэлектроники и информационных технологий-РТФ Уральского Федерального Университета им. первого Президента РФ Б.Н.Ельцина.

Служебный адрес: 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира д.32, кафедра радиоэлектронных и телекоммуникационных систем РИ-РТФ УрФУ им. первого Президента РФ Б.Н.Ельцина, раб.тел. 8-(343)-375-48-97.

Домашний адрес: 620144, г.Екатеринбург, ул.Сурикова д.50 кв.215, дом.тел. 8-(343)-267-40-33, моб.тел. 8-922-203-64-91.

Электронный адрес: [pic\\_a@mail.ru](mailto:pic_a@mail.ru)