

УДК 681.513.6

Выделение импульсного сигнала модельным компенсатором помех на фоне узкополосной нормальной помехи

Манохин А. Е.

*Уральский Федеральный Университет имени первого Президента РФ Б.Н.Ельцина (УрФУ),
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 650002, Россия*

e-mail: pic_a@mail.ru

Аннотация

В работе решается задача компенсации узкополосной нормальной помехи с неизвестной центральной частотой, полосой и дисперсией при выделении импульсного сигнала. Обработка производится двухканальным модельным компенсатором помех с дополнительной адаптивной компенсацией в каналах. При этом в опорном (компенсационном) канале действует только узкополосная помеха. Помехи в каналах взаимно некоррелированы.

Ключевые слова: модельный компенсатор помех, формирующий белый шум, корректирующий фильтр

Постановка задачи

В [1] был изложен алгоритм двухканального адаптивного подавления помех при их взаимной некоррелированности в каналах на примере выделения гауссово-марковского процесса на фоне белого гауссова шума. Этот алгоритм реализован в модельном компенсаторе помех. Основным недостатком указанного алгоритма является наличие обязательного выравнивания мощностей помех в каналах. При этом в [1] описывается способ выравнивания, который предполагает введение в компенсационный канал множителя на некоторый нормировочный коэффициент, который определяется в отсутствие полезного сигнала как корень квадратный из отношения мощности помехи в сигнальном канале к мощности помехи в компенсационном канале, что на практике не всегда возможно реализовать.

Метод решения

Для того, чтобы сделать модельный компенсатор помех инвариантным к равенству мощностей помех в каналах, предлагается ввести в результирующий канал компенсатора дополнительный адаптивный фильтр (рис. 1), который будет не только выравнивать мощности, но и корректировать корреляционную функцию помехи в компенсационном канале, максимально приближая ее к корреляционной функции помехи в сигнальном канале, повышая степень компенсации.

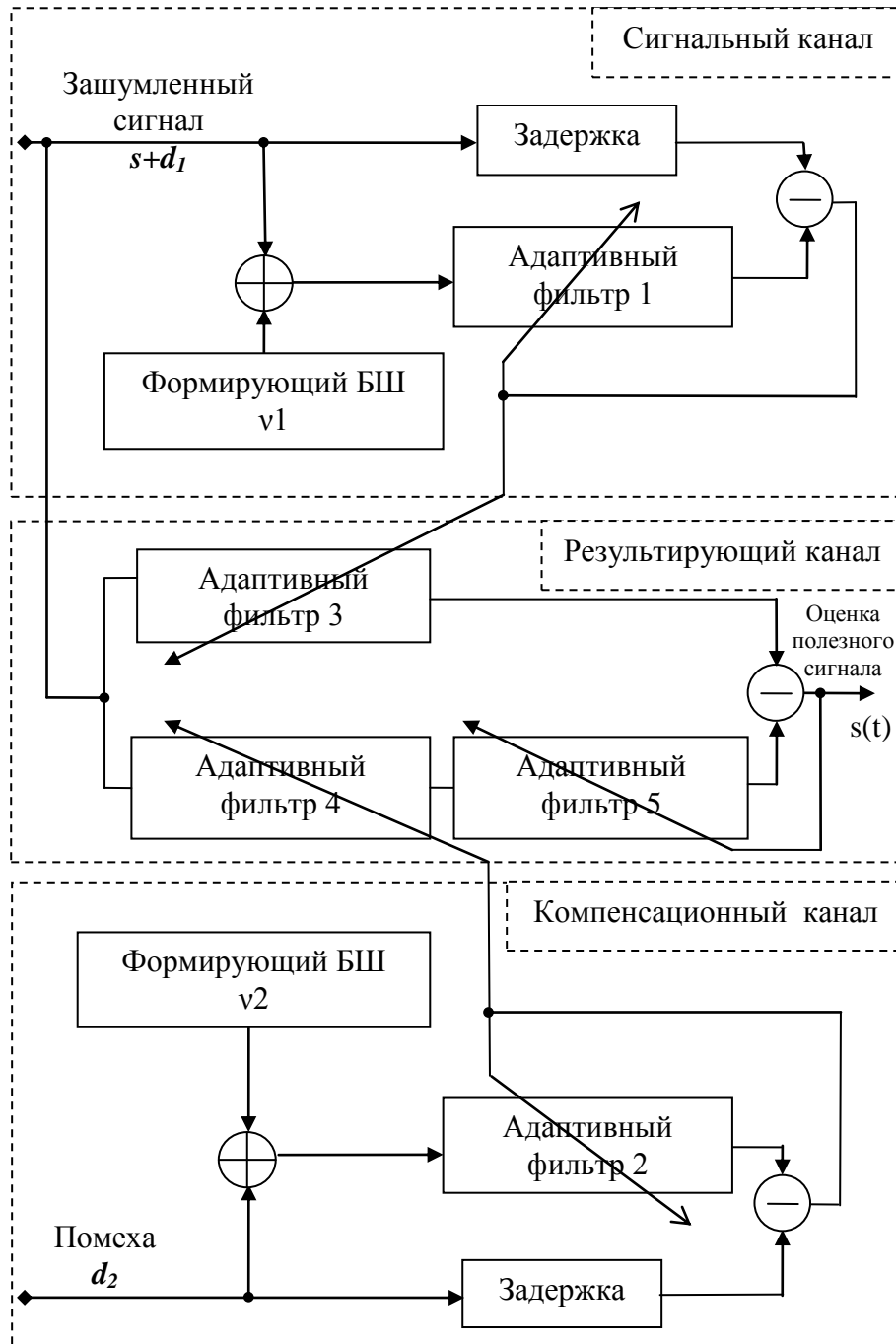


Рис.1 Структурная схема модельного компенсатора помех.

В этом случае в результате адаптации импульсная характеристика адаптивного фильтра 1 стремится к характеристике винеровского фильтра с коэффициентом передачи:

$$W_1(\omega) = \frac{S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega)}{S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega) + S_{v_1}(\omega)} e^{-j\omega\Delta_1} \quad (1)$$

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; Δ_1 – величина задержки в сигнальном канале.

Аналогично формируется коэффициент передачи адаптивного фильтра 2:

$$W_2(\omega) = \frac{S_{d_2}(\omega)}{S_{d_2}(\omega) + S_{v_2}(\omega)} e^{-j\omega\Delta_2} \quad (2)$$

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; Δ_2 – величина задержки в компенсационном канале.

В результирующем канале, который состоит из адаптивного фильтра 3, адаптивного фильтра 4, адаптивного фильтра 5 (АФ5) и устройства вычитания, формируется разностный коэффициент передачи модельного автокомпенсатора. Найдем его с учетом выражений (1) и (2), а также с условием, что мощности формирующего шума в сигнальном и компенсационном каналах равны и много больше мощности помех:

$$W(\omega) = W_1(\omega) - W_2(\omega) \approx \frac{S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega)}{S_v(\omega)} e^{-j\omega\Delta_1} - \frac{S_{d_2}(\omega)K_{АФ5}(\omega)}{S_v(\omega)} e^{-j\omega\Delta_2} \Bigg|_{\Delta_1=\Delta_2=\Delta} = \frac{S_S(\omega) + S_{d_1}(\omega) - S_{d_2}(\omega)K_{АФ5}(\omega)}{S_v(\omega)} e^{-j\omega\Delta} \quad (3)$$

Формула 3 показывает, что АФ5 является корректирующим звеном в компенсаторе и автоматически выравнивает мощности помех в каналах по соответствующему критерию минимизации среднеквадратического значения сигнала на выходе устройства вычитания. Такой способ выравнивания является более эффективным по сравнению с изложенным в работе [1].

Компьютерное моделирование

Было проведено моделирование работы модельного компенсатора с формированием моделей по критерию наименьших средних квадратов [2]. В качестве полезного сигнала использовалась М-последовательность, в качестве помехи – узкополосный нормальный процесс с относительной к частоте дискретизации полосой 52 ед. и относительной

центральной частотой 1024 ед. В экспериментах исследовалась зависимость вероятности ошибки приема символа ($p_{ош}$) и выигрыша по отношению мощности сигнал-помеха на выходе (G) от отношения мощности сигнал-помеха на входе модельного компенсатора (η) при разных соотношениях помех в каналах P_{d1}/P_{d2} с дополнительным адаптивным выравниванием (с АФ5) и без него. Параметры моделирования отображены в таблице 1, результаты компенсации — в таблице 2.

Параметры моделирования

Таблица 1

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>
Период М-последовательности	2^5-1
Формирующий полином М-последовательности	$x^5 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x^2 \oplus 1$
Длительность символа М-последовательности	1024
Длительность М-последовательности	32768
Объем выборки для оценки $p_{ош}$	65536
Количество выборок для усреднения $p_{ош}$	5
Число весовых коэффициентов фильтров	64
Коэффициент адаптации - АФ1 – АФ4; - АФ5	10^{-2} 10^{-4}
Отношение мощности помеха-формирующий шум - в сигнальном канале (зависит от P_{d1}/P_{d2}); - в компенсационном канале	-30, -20, -10 дБ -20 дБ

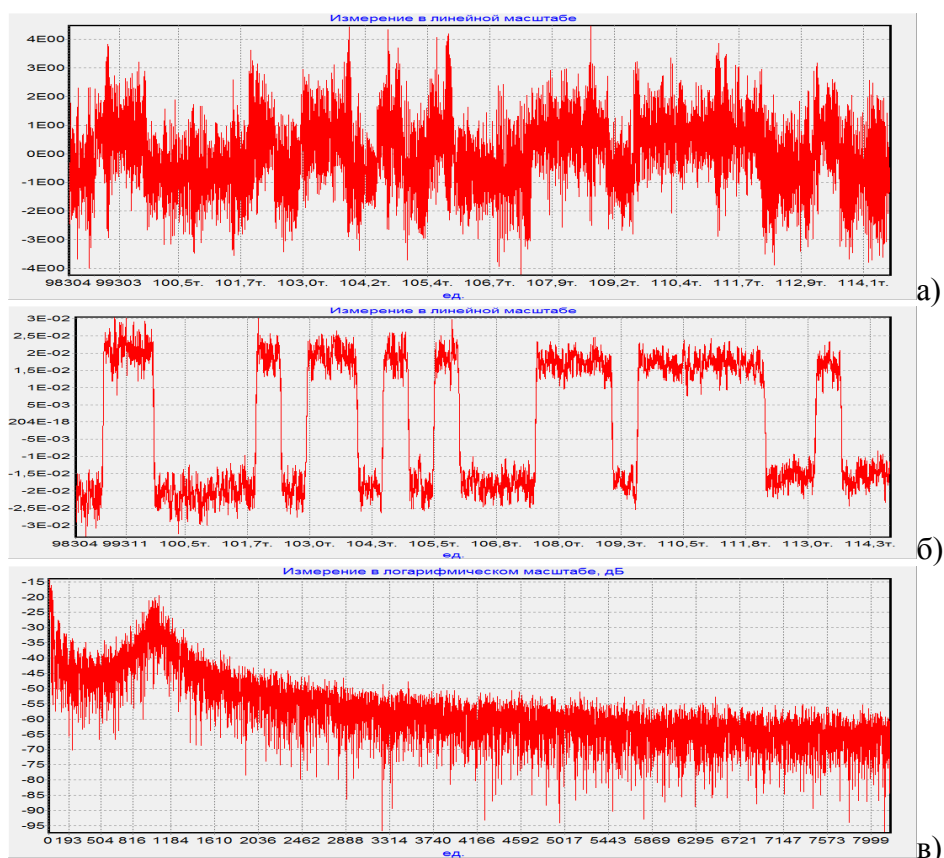
Результаты моделирования

Таблица 2

η , дБ		-10	-3	0
	$p_{ош}$	0.51	0.43	0.3
	$p_{ош}$ с доп.вырав.	0.37	$26 \cdot 10^{-3}$	$3.7 \cdot 10^{-3}$
	G , дБ	-17.0	-14.0	-6.4

$\frac{P_{d1}}{P_{d2}} = -10 \text{ дБ}$	G с доп.вырав., дБ	1.39	10.3	12.2
$\frac{P_{d1}}{P_{d2}} = 0 \text{ дБ}$	$P_{\text{ош}}$	0.34	$8.9 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$
	$P_{\text{ош}}$ с доп.вырав.	0.17	$5.6 \cdot 10^{-3}$	$6.8 \cdot 10^{-3}$
	G , дБ	2.2	11.9	13.0
	G с доп.вырав., дБ	8.6	14.3	12.7
$\frac{P_{d1}}{P_{d2}} = 10 \text{ дБ}$	$P_{\text{ош}}$	0.38	$12 \cdot 10^{-2}$	$37 \cdot 10^{-3}$
	$P_{\text{ош}}$ с доп.вырав.	0.13	$3.3 \cdot 10^{-3}$	$4.7 \cdot 10^{-3}$
	G , дБ	-0.6	4.4	5.1
	G с доп.вырав., дБ	10.2	14.6	12.9

Наглядно компенсация узкополосной помехи при отношении мощности сигнал-помеха на входе компенсатора минус 2.5 дБ и отношении мощностей в каналах минус 10 дБ показана на рисунке 2.



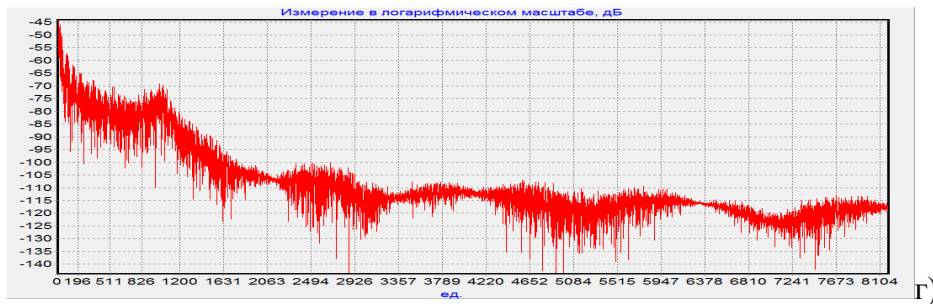


Рис. 2. а) зашумленный сигнал во временной области на входе компенсатора, б) сигнал во временной области на выходе компенсатора, в) спектральная плотность зашумленного сигнала на входе компенсатора, г) спектральная плотность сигнала на выходе компенсатора

Обсуждение полученных результатов

Данные в таблице 2 показывают, что при появлении неравенства помех в каналах модельный компенсатор практически перестает выделять импульсный сигнал по причине невозможности точного формирования модели помехи в компенсационном канале, соответствующей по всем параметрам модели помехи в сигнальном канале. В частности, при соотношении помех в каналах $P_{d1}/P_{d2} = -10\text{дБ}$ и входном отношении сигнал-помеха 0 дБ вероятность ошибки составляет более 0.3 , в то же время адаптивное выравнивание позволяет снизить ошибку более, чем в 80 раз, а выигрыш по отношению мощности сигнал-помеха на выходе увеличить на 18 дБ .

Также можно отметить, что при малых отношениях сигнал-помеха на входе (менее минус 10 дБ) и равенстве мощностей помех в каналах адаптивное выравнивание позволяет еще больше повысить степень компенсации помех и снизить вероятность ошибки в 2 раза. Это объясняется тем, что АФ5 кроме выравнивания мощностей производит корректировку моделей помех в сигнальном и компенсационном каналах, что приводит к более эффективной компенсации по сравнению с простым вычитанием моделей. Однако при отношениях сигнал-помеха на входе более минус 10 дБ использование АФ5 ухудшает компенсацию при равенстве мощностей помех в каналах.

Выводы

Адаптивное выравнивание мощностей помех в каналах модельного компенсатора существенно повышает степень компенсации помех. Кроме того, дополнительная адаптивная компенсация с помощью АФ5 почти в 2 раза снижает вероятность ошибки даже тогда, когда мощности помех в каналах равны. Полученные результаты убедительно демонстрируют

способность компенсатора подавлять узкополосную помеху и выделять цифровой сигнал при полной взаимной некоррелированности помех и разной их мощности в каналах.

Библиографический список

1. Манохин А.Е. Алгоритм двухканального подавления помех при их взаимной некоррелированности в каналах // Электронный журнал «Труды МАИ» [Электронный ресурс]. – №50 – Москва, 2012, Режим доступа: <http://www.mai.ru/upload/iblock/ec3/ec34a03fc2e318fe01933d5b3b49eff6.ZIP>.
2. Манохин А.Е., Нифонтов Ю.А. Журнал Радиоэлектроники, 2011, № 2, с.18-32.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. – М.:Радио и связь, 1989. – 440с.