

УДК 621.396.96: 551.508.855: 519.254

*В.А. ТИХОНОВ, д-р физ-мат. наук, А.И.ЛИТВИН-ПОПОВИЧ, канд. техн. наук,
Н.В. КУДРЯВЦЕВА*

ПОДАВЛЕНИЕ ЗЕМНОЙ ПОМЕХИ В СИСТЕМАХ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ НА ОСНОВЕ МУЛЬТИПЛИКАТИВНОЙ МОДЕЛИ

Введение

Для измерения параметров атмосферы используются радиолокационные станции вертикального зондирования атмосферы (РЛС ВЗ) [1]. Полезный сигнал, полученный при рассеянии от атмосферных неоднородностей, наблюдается по аддитивной смеси с мешающими сигналами. Т.к. неоднородности атмосферы имеют малую эффективную отражающую поверхность, то мощность полезного сигнала соизмерима или даже на несколько порядков меньше мощности помех [2]. Поэтому в работе РЛС ВЗ важную роль играет защита от воздействия коррелированных помех. Наиболее значительные помехи, как правило, создаются элементами ландшафта, зданиями и сооружениями. Такие помехи относятся к земным помехам (ЗП). Они образованы неподвижными или малоподвижными объектами. Поэтому спектр помехи симметричен относительно нулевого значения доплеровского сдвига частоты и имеет узкую ширину полосы. Обработка отраженного сигнала в РЛС ВЗ ведется в квадратурных каналах, поэтому для описания полезного сигнала и помех используется модель комплексного сигнала [1, 3].

В существующих РЛС ВЗ для подавления ЗП используется комплекс мер, включающий как аппаратные (бленда на антенне РЛС), так и программные (фильтрация принимаемого сигнала) элементы [1, 4]. В качестве фильтров используются как режекторные фильтры с постоянными параметрами, так и адаптивные фильтры. Для подавления ЗП также эффективны вейвлет-фильтры [4, 5, 7] и процедуры нечеткой классификации [6, 7]. Применение таких мер борьбы с помехами позволяет снизить погрешность измерения параметров атмосферы РЛС ВЗ. Однако в ряде случаев их оказывается недостаточно, что делает актуальной задачу разработки и усовершенствования методов фильтрации земной помехи в системах обработки сигналов РЛС ВЗ.

Постановка задачи

Мультипликативная модель линейного предсказания [8] может использоваться для описания комплексной огибающей отраженного сигнала РЛС ВЗ, являющегося аддитивной смесью полезного сигнала и помехи. Рассмотрим принципы построения алгоритмического устройства подавления ЗП путем разложения (факторизации) спектра смеси на спектр ЗП и полезного сигнала. Для этого будем использовать авторегрессионный (АР) фильтр линейного предсказания. АЧХ этого фильтра формируется по спектральной плотности мощности (СПМ) ЗП. СПМ ЗП получается методом факторизации СПМ смеси полезного сигнала и помехи. Факторизация СПМ производится на основе мультипликативной модели линейного предсказания.

Рассмотрим задачу построения фильтров линейного предсказания на основе комплексной аддитивной модели линейного предсказания.

Для подавления узкополосных коррелированных помех используются АР фильтры предсказания. Разностное комплексное уравнение, описывающее работу фильтра, имеет вид

$$\dot{a}(t) = \dot{\Phi}_{II}(t) \cdot \dot{x}(t) = \dot{x}(t) - \sum_{i=1}^p \dot{\Phi}_{II}(i) \cdot x(t-i), \quad (1)$$

где $\dot{a}(t)$ – ошибка предсказания модели АР помехи $\dot{x}(t)$, $\dot{\Phi}_{II}(i)$ – коэффициенты АР, p – порядок модели АР. Параметры модели, равные коэффициентам фильтра (1), рассчитываются по корреляционной функции помехи $\dot{x}(t)$ и учитывают форму ее СПМ. АЧХ обесцараженного фильтра по форме обратна СПМ помехи:

$$H(f) = \left| 1 - \sum_{i=1}^p \dot{\Phi}_{II}(i) \cdot e^{-2\pi f i T} \right|^2, \quad (2)$$

где T – интервал дискретизации сигнала или помехи.

Если сигнал наблюдается на фоне аддитивной помехи, то модель АР смеси описывает все компоненты смеси. В этом случае определить параметры модели АР помехи проблематично. Применение мультипликативной модели АР смеси сигнала и помехи позволяет рассчитать коэффициенты АР помехи при минимальной априорной информации о помехе. С помощью мультипликативной модели АР можно факторизовать спектр смеси на спектры помехи и полезного сигнала. Факторизация СПМ смеси $P(f)$ приводит к представлению СПМ в виде

$$\begin{aligned} P(f) = P_{II}(f) \cdot P_C(f) &= \frac{1}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi(i) \cdot e^{-j \cdot 2\pi f i T} \right|^2} = \\ &= \frac{1}{\left| 1 - \sum_{i=1}^{p_{II}} \Phi_{II}(i) \cdot e^{-j \cdot 2\pi f i T} \right|^2} \cdot \frac{1}{\left| 1 - \sum_{i=1}^{p_C} \Phi_C(i) \cdot e^{-j \cdot 2\pi f i T} \right|^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\Phi(i)$, p – параметры АР модели смеси, $\Phi_{II}(i)$ и p_{II} – параметры модели АР помехи, а $\Phi_C(i)$ и p_C – параметры модели АР сигнала. Так как помеха от земной поверхности сосредоточена на низкой частоте, то в представлении (3) необходимо выбрать низкочастотную компоненту.

Коэффициенты АР $\Phi(i)$ смеси рассчитываются по известной выборке с помощью уравнений Юла – Уокера или по более эффективному методу, например Берга. Коэффициенты АР $\Phi_{II}(i)$ и $\Phi_C(i)$ можно получить, применяя разложение системной функции смеси на составляющие

$$\frac{\dot{Z}^p}{\dot{Z}^p - \dot{\Phi}(1) \cdot \dot{Z}^{p-1} - \dot{\Phi}(2) \cdot \dot{Z}^{p-2} - \dots - \dot{\Phi}(p)} = \frac{\dot{Z}^p}{(\dot{Z} - \dot{c}_1)(\dot{Z} - \dot{c}_2) \dots (\dot{Z} - \dot{c}_p)}, \quad (4)$$

где \dot{c}_i – корни характеристического уравнения

$$\dot{Z}^p - \dot{\Phi}(1) \cdot \dot{Z}^{p-1} - \dot{\Phi}(2) \cdot \dot{Z}^{p-2} - \dots - \dot{\Phi}(p) = 0. \quad (5)$$

Если сигнал и помеха имеют первый порядок моделей АР, то

$$\Phi_{II}(1) = \dot{c}_1, \quad \Phi_C(1) = \dot{c}_2. \quad (6a)$$

В том случае, если сигнал описывается моделью АР второго порядка, а помеха имеет первый порядок модели АР, имеем

$$\Phi_{II}(1) = \dot{c}_1, \quad \Phi_C(1) = \dot{c}_2 + \dot{c}_3, \quad \Phi_C(2) = -\dot{c}_2 \cdot \dot{c}_3. \quad (6b)$$

Аналогичные соотношения дают возможность определить коэффициенты АР помехи и сигнала при более высоких порядках.

Порядок модели p зависит от количества мод в СПМ смеси и от формы пиков, наличия перегибов в СПМ. В комплексной модели АР достаточно первого порядка для описания одномодовой СПМ. При более сложной структуре СПМ сигнала или помехи для их описания может понадобиться более высокий порядок модели компоненты СПМ. Порядок компоненты определяет количество корней \hat{c}_i , которые необходимо использовать для построения СПМ помехи или сигнала.

Чтобы получить АЧХ подавляющего помеху обеляющего АР фильтра, необходимо рассчитать по корням характеристического уравнения соответствующие комплексные коэффициенты АР. При необходимости для при $p_{c,n} \geq 3$, можно использовать соотношения, приведенные в [8]. Если корень действительный, то пик СПМ находится на нулевой частоте и корень характеристического уравнения описывается соотношением $c_1 = e^{-\pi\Delta f T}$, где Δf – ширина полосы пика по уровню 0.5. Комплексные корни связаны с параметрами спектра соотношением $c_i = e^{-\pi\Delta f_i T} e^{-j2\pi f_i T}$, где f_i – частота пика. Земная помеха формирует пик вблизи нулевой частоты, т.е. при $f_i \approx 0$. Поэтому корни соответствующие спектру такой помехи будут иметь равную или стремящуюся к нулю величину мнимой части комплексного числа. По этому признаку можно выделить из всех полученных корней характеристического уравнения те корни, которые описывают ЗП. Затем, используя соотношения типа (6), рассчитываются коэффициенты АР режекторного фильтра ЗП.

Представление результатов

Сравним характеристики подавления ЗП АР методом факторизации спектра с двумя, рассмотренными ранее [4, 6, 7], наиболее эффективными процедурами подавления ЗП: с применением вейвлет-фильтра с мягким ограничением и вейвлет-фильтрации с жестким ограничением. Введем следующие обозначения: пусть v' – оценка скорости ветра при истинном значении скорости, равном v . Тогда $\varepsilon = \frac{\sigma(v - v')}{v_{\max}}$ – относительное среднеквадратическое отклонение (погрешность оценки скорости ветра) при использовании i -й процедуры фильтрации ЗП. Также пусть $\mu = \frac{E_{\Pi}}{E_C}$ – отношение «помеха/сигнал» в модели, а $\mu_i(\varepsilon)$ – пороговое отношение «помеха/сигнал», то есть такое отношение, при котором для i -й процедуры фильтрации погрешность оценки не превышает ε . Обозначим $\Delta\mu_{i,j}(\varepsilon) = \mu_i(\varepsilon) - \mu_j(\varepsilon)$ – энергетическую эффективность i -й процедуры фильтрации ЗП. Под энергетической эффективностью будем понимать разницу в интенсивности земной помехи, при которой величина погрешностей остается постоянным и равной ε при переходе от одного метода фильтрации к другому.

На рис. 1 приведен вид смеси СПМ рассеянного сигнала с земной помехой, а на рис. 2 – СПМ смеси после фильтрации (используется АР модель рассеянного сигнала и ЗП). Все рассмотренные в работе процедуры фильтрации снижают мощность ЗП, но в разной степени. На рис. 2 и последующих рисунках, кривая 1 соответствует случаю без фильтрации, кривая 2 – применению вейвлет-фильтра с мягким ограничением, 3 – вейвлет-фильтру с жестким ограничением, 4 – АР-фильтру.

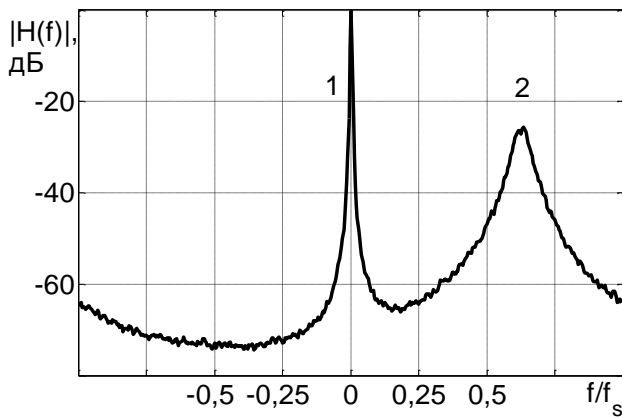


Рис. 1. СПМ смеси ЗП (1) и рассеянного сигнала (2)

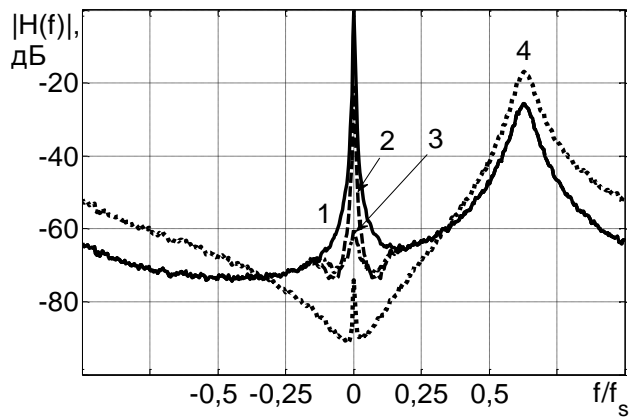


Рис.2. СПМ смеси ЗП и рассеянного сигнала после фильтрации. $\mu = 0$ дБ

Наиболее эффективно ЗП подавлена при применении АР фильтра (кривая 4). Вейвлет-фильтр с жесткой характеристикой ограничения (кривая 3) оказался более эффективным, чем аналогичный фильтр с мягкой характеристикой ограничения (кривая 2).

На рис. 3 приведена зависимость систематической погрешности оценивания скорости ветра от истинного значения скорости ветра при $\mu = 0$ дБ. Наиболее эффективным фильтром во всем диапазоне скоростей оказался АР фильтр (кривая 4). Незначительно уступает ему вейвлет-фильтр с жесткой характеристикой ограничения (кривая 3). Вейвлет-фильтр с мягкой характеристикой ограничения (кривая 2) показывает непостоянную величину погрешности по диапазону скоростей – при определенных значениях скорости ветра погрешность скачкообразно возрастает.

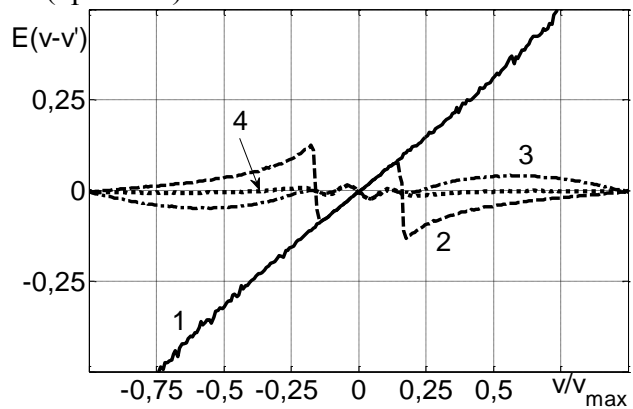


Рис. 3. Зависимость систематической погрешности оценивания скорости ветра от значения скорости, заданного в модели при $\mu = 0$ дБ

С ростом отношения «помеха/сигнал» μ , погрешность возрастает для всех методов обработки, однако в случае применения процедур фильтрации этот рост фиксируется при больших значениях μ .

Основное различие между характеристиками различных процедур фильтрации (кривые 2 – 4) соответствует диапазону $\mu = -10...10$ дБ, причем наименьшую величину погрешности в этом диапазоне показывает АР фильтр (кривая 4).

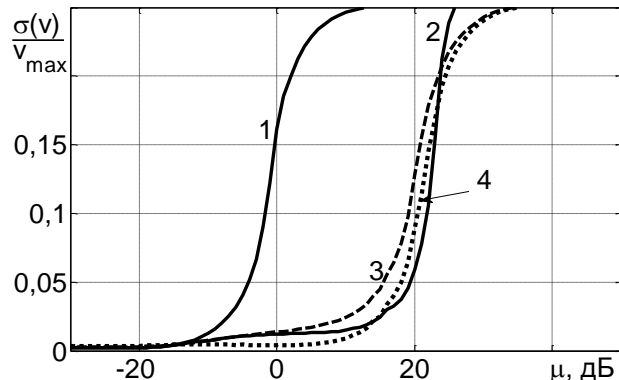


Рис. 4. Зависимость среднеквадратического отклонения оценки скорости ветра от отношения «помеха/сигнал» в приемном тракте РЛС ВЗ

На рис. 5 приведена зависимость оценки порогового отношения «помеха/сигнал» от допустимой величины погрешности. При малых допустимых величинах погрешности предпочтительным является АР фильтр, при $\varepsilon \geq 0.05$ все примененные процедуры фильтрации фактически равнозначны.

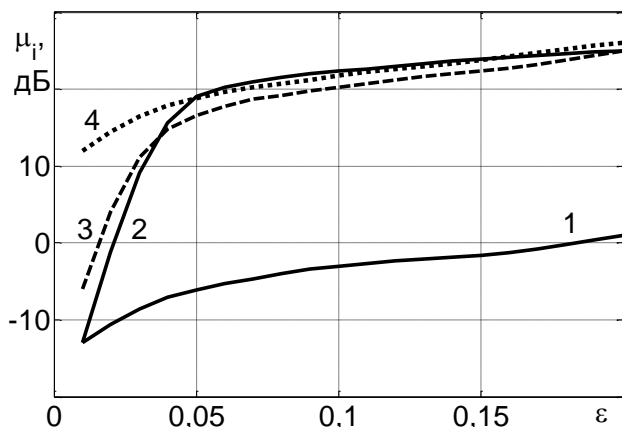


Рис. 5. Зависимость порогового отношения «помеха/сигнал» от величины допустимой погрешности

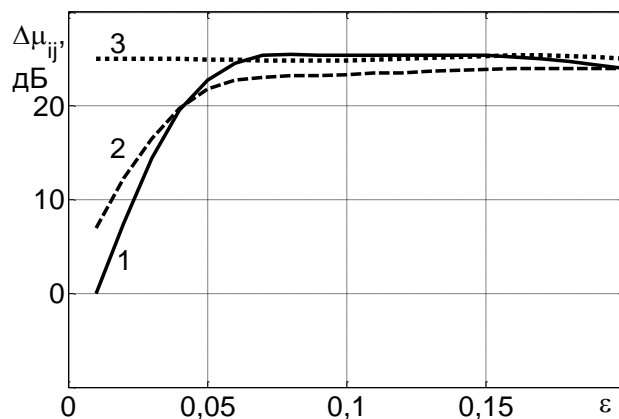


Рис. 6 – Зависимость энергетического выигрыша от величины допустимой погрешности (1 – вейвлет-фильтр с мягким ограничением, 2 – вейвлет-фильтр с жестким ограничением, 3 – АР-фильтр)

На рис. 6 приведена зависимость энергетического выигрыша от допустимой величины погрешности оценок ε . Для АР фильтра (кривая 3) характерно постоянство величины энергетического выигрыша во всем диапазоне значений ε , в то время как для вейвлет-фильтров при малых значениях ε энергетический выигрыш оказывается снижен, а для фильтра с мягкой характеристикой ограничения (кривая 1) даже достигает 0 дБ , что означает отсутствие эффекта фильтрации.

Выводы

Таким образом, рассмотренный АР-фильтр, основанный на процедуре факторизации СПМ аддитивной смеси, имеет преимущество перед процедурами вейвлет-фильтрации при отношении «помеха/сигнал» $-10 - 10 \text{ дБ}$ в тех случаях, когда предъявляются жесткие требования к величине погрешностей оценивания скорости ветра.

Список литературы: 1. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. – Харьков : Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 2. *Billingslay J.B. Low-angle radar land clutter. Measurements and empirical models* / J.Barrie Billingslay – NY:William Andrew Publishing, 2002. – 719p. 3. *Тихонов В.А.* Генерирование квадратурных составляющих случайного узкополосного аналитического сигнала на несущей частоте по заданным параметрам спектральной плотности мощности / Тихонов В.А., Зубков О.В., Сидоров Г.И. // *Х. : ХТУРЭ ; АСУ и приборы автоматики.* – 2003. – Вып. 124. – С. 18-22. 4. *Литвин-Попович А.И.* Применение вейвлет-фильтрации для подавления земной помехи в РЛС вертикального зондирования атмосферы / А.И. Литвин-Попович, В.Н. Олейников // *Прикладная радиоэлектроника.* – 2008. –Т. 7, №1. – С.30-36. 5. *Volker Lehmann and Gerd Teschke.* Wavelet based methods for improved wind profiler signal processing // *Ann. Geophysicae.* – 2001. – V.19. – p.825-836. 6. *Юдин С.В.* Подавление земной помехи в РЛС вертикального зондирования методом нечеткой классификации / С.В.Юдин, А.И.Литвин-Попович, В.Н.Олейников // *Радиотехника.* – 2009. – Вып. 160. – С. 165-170. 7. *Литвин-Попович, А.И.* Методы фильтрации земной помехи в РЛС вертикального зондирования атмосферы / А.И. Литвин-Попович, С.В. Юдин // *Восточно-Европейский журнал передовых технологий* – Харьков : Технологический центр. – 2012. – №1/9 (55). – с. 16-21. 8. *Тихонов В.А.* Генерирование узкополосных имитационных случайных процессов / В.А.Тихонов, Д.Е. Русановский, Д.В.Тихонов // *Радиоэлектроника и информатика.* – 1999. – №4. – С. 83-85.