

УДК 621.396.96+621.391.821

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ СВЯЗЕЙ АДАПТИВНОГО РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА НА ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Гордеев А.Ю., ст. преп. кафедры ИСКМ ВолГУ, e-mail: alexurgor2008@gmail.com.

THE RESEARCH OF THE ADAPTIVE NOTCH FILTER CROSS-LINKS' IMPACT ON PROBING SIGNALS WITH INTRA-MODULATION

Gordeev A.U.

The potential of implementation of two-channel adaptive system with filtering weights cross-control for the passive correlated interference suppression and using probing chirp-signal is presented in the article. The conditions under which considered system usage is theoretically acceptable and also certain spectral analysis super resolution techniques implementation is reasonable for the filter weights generation are adduced. The Steiglitz-McBride algorithm implementation yielded the best results in terms of the most efficient interference suppression under certain conditions are presented. The adaptive MTI, which usage minimizes contained in input unclassified sample of observations wanted chirp-signal is proposed.

Key words: adaptive filter, spectral analysis, super resolution, the Steiglitz-McBride algorithm, chirp-signal, correlated interference, cross-links, notch filter, MTI system, pulse-compression filter, Doppler filter, filter weights generation.

Ключевые слова: адаптивный фильтр, спектральный анализ, сверхвысокое разрешение, алгоритм Штиглица-МакБрайда, ЛЧМ-сигнал, коррелированная помеха, перекрестные связи, режекторный фильтр, система СДЦ, фильтр сжатия, доплеровский фильтр, формирование весовых коэффициентов.

Введение

Данная статья продолжает цикл работ по исследованию системы адаптивной фильтрации, основанной на перекрестном управлении коэффициентами фильтров в двух частотных каналах при формировании их по методам спектрального анализа сверхвысокого разрешения (СА СВР), начатый в работе [1] и продолженный в работах [2-9]. Сама исследуемая система представляет собой адаптивный режекторный фильтр, структурная схема которого представлена на рис. 1.

На данной схеме через 1.X обозначены обычные нерекурсивные КИХ-фильтры, описываемые стандартным для этого типа цифровых фильтров линейно-разностным уравнением:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{M-1} a[m]z[n-m] \quad (1)$$

где $a[m]$, $m \in \{0; M-1\}$ (на схеме $a_{12}[m]$ и $a_{21}[m]$, где первая цифра индекса обозначает на основании входной выборки какого канала были сформированы коэффициенты, а вторая – в каком канале режекторного фильтра они используются для фильтрации) – весовые коэффициенты, получаемые адаптивным путем, $z[n]$ (на схеме $z_1[n]$ и $z_2[n]$ в двух различных частотных каналах) – значения комплексной входной неклассифицированной (содержащей как коррелированную помеху, так и полезный сигнал) выборки наблюдения, $y[n]$ –

Показана возможность использования двухканальной адаптивной системы с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации для режекции пассивных коррелированных помех при использовании ЛЧМ-сигнала в качестве зондирующего. Приведены условия, при которых возможно в принципе использование такой системы, а также целесообразно применение тех или иных методов спектрального анализа сверхвысокого разрешения для формирования коэффициентов фильтра. Показано, что при выполнении определенных условий наилучшие результаты в плане подавления помех дает использование алгоритма Штиглица-МакБрайда для формирования весовых коэффициентов. Предложена адаптивная СДЦ, при использовании которой минимизируются искажения полезного ЛЧМ-сигнала, содержащегося во входной неклассифицированной выборке наблюдения.

выходной сигнал. Блоки 2.X, как видно из схемы на рис. 1, представляют собой блоки адаптивного формирования весовых коэффициентов $a[m]$ для фильтров 1.X.

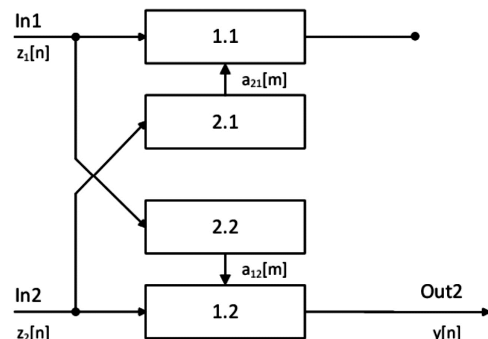
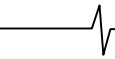


Рис. 1. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра

с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации. Вкратце принцип работы фильтра, показанного на рис. 1, можно описать следующим образом. На два имеющихся входа In1 и In2 поступают неклассифициро-



ванные выборки наблюдения, в данном случае $z_1[n]$ и $z_2[n]$, отличающиеся либо несущей частотой сигналов, на основании которых они получены, либо частотой повторения. Неклассифицированная выборка $z_1[n]$ со входа In1 подается на вход блока 2.2, где с использованием методов СА СВР на основе этой выборки формируется набор коэффициентов $a_{12}[m]$, $m \in \{0; M-1\}$, которые затем поступают в блок 1.2, где используются в качестве коэффициентов нерекурсивного фильтра, осуществляющего обработку неклассифицированной выборки наблюдения $z_2[n]$, поступающей в то же самое время на вход In2. Аналогичным образом осуществляется и обработка входной выборки $z_1[n]$ I канала с использованием коэффициентов $a_{21}[m]$, сформированных по выборке II канала – $z_2[n]$. Поскольку целевым предназначением фильтра, показанного на рис. 1 и весьма подробно описанного в работе [1], является режекция коррелированных помех, то нам достаточно получить «очищенную» входную выборку наблюдения хотя бы в одном из частотных каналов, поэтому в качестве выхода адаптивного фильтра можно использовать выход любого из указанных на схеме КИХ-фильтров 1.X, а выход другого нерекурсивного КИХ-фильтра системы можно заглушить. На рис. 1 в качестве выхода адаптивного фильтра использован выход нерекурсивного фильтра 1.2.

В настоящей работе рассматривается прохождение через указанный адаптивный фильтр зондирующего ЛЧМ-сигнала, сжатие которого производится после межпериодной обработки.

Анализ результатов обработки адаптивным фильтром неклассифицированной выборки, содержащей ЛЧМ-сигнал

В рамках исследования, результаты которого представлены в данной статье, ставилась задача найти ответы на следующие важные вопросы:

Установить, возможна ли фильтрация системой, показанной на рис. 1 и рассмотренной в работах [1-9], неклассифицированной выборки наблюдения, содержащей полезный ЛЧМ-сигнал, при отсутствии или минимальности искажений его формы, и если возможна, то при каких условиях.

Определить, какой из методов СА СВР при формировании коэффициентов адаптивного фильтра обеспечивает наилучшее подавление коррелированных дискретных помех (в нашем случае «ангелов») при обработке неклассифицированной выборки наблюдения, содержащей полезный ЛЧМ-сигнал, не искажая форму этого сигнала.

Следует сразу оговориться, что многие значения параметров рассматриваемых сигналов и адаптивной системы были выбраны с целью удобства наглядного представления результатов обработки входных выборок данных. Также необходимо отметить, что в рассматриваемом случае адаптивный режекторный фильтр с перекрестным управлением коэффициентами располагался до фильтра сжатия, то есть считалось, что система СДЦ, содержащая этот фильтр, имеет классическую структуру.

Рассмотрим теперь подробнее сами сигналы – полезный и помеху. В качестве помех мы будем рассматривать «ангелы», то есть оптически ненаблюдаемые объекты, но видимые в радиолокационном диапазоне. Полезный сигнал в комплексной форме будет описываться выражением:

$$\dot{S}(t) = a_s(t) \cdot e^{i\varphi_s(t)}, \quad a_s(t-t_0) = \begin{cases} a_{s0}, & |t-t_0| \leq T/2, \\ 0, & |t-t_0| \geq T/2, \end{cases} \quad (2)$$

где $T = t_k - t_n$ – длительность ЛЧМ-сигнала, $t_0 = \frac{(t_k + t_n)}{2}$, t_n – время начала импульса, t_k – время окончания импульса, a_{s0} – амплитуда прямоугольной огибающей, а $\varphi_s(t)$ представляет собой следующее выражение:

$$\varphi_s(t) = 2\pi f_s \cdot \left(1 + \frac{\Delta f}{Tf_0} t\right) \cdot t,$$

где f_s – доплеровский сдвиг начального значения несущей частоты ЛЧМ-сигнала, Δf – ширина спектра входного ЛЧМ-сигнала ($\Delta f = f_k - f_n = f_k - f_0$, где $f_n \equiv f_0$ и f_k – начальное и конечное значения несущей частоты ЛЧМ-сигнала).

Поскольку «ангелы» представляют собой эхо-отклики, практически аналогичные полезному сигналу, но с меньшими доплеровскими сдвигами частот, то для их описания можно записать следующее выражение

$$\dot{x}(t) = a_c(t) \cdot e^{i\varphi_c(t)} + a_m(t) \cdot e^{i\varphi_m(t)}, \quad (3)$$

где выражения для амплитуд и фаз соответственно пассивной помехи ($a_c(t)$ и $\varphi_c(t)$) и эхо-отклика от местного предмета ($a_m(t)$ и $\varphi_m(t)$) весьма сходны с выражением (1). Таким образом, входной сигнал, являющийся источником неклассифицированной выборки наблюдения, будет представляться в виде

$$\dot{z}(t) = \dot{s}(t) + \dot{x}(t) + \dot{\eta}(t), \quad (4)$$

где полезный сигнал $\dot{s}(t)$ и коррелированная помеха $\dot{x}(t)$ описываются соответственно выражениями (1) и (2), а $m \dot{\eta}(t)$ – белый шум с нормальным распределением и СКО (средне-квадратичное отклонение) $\delta = 0,1$

В рассматриваемом далее случае параметры сигналов и системы следующие: $a_{s0} = 1$ (некоторая условная нормировочная единица), $a_{c0} = 2$, $a_{m0} = 3$, $T = 51,2$ мкс, $f_s = 350$ Гц, $\Delta f = 10/20$ МГц (соответственно база ЛЧМ-сигнала $m = 512/1024$), $f_{01} = 500$ МГц (начальное значение несущей для первого канала обработки адаптивного фильтра), $f_{02} = 550/700$ МГц. Для удобства построения спектров сигналов принимаем $N = 512$ элементов входной неклассифицированной выборки, содержащих весь ЛЧМ-импульс (один импульсный объем). Частота дискретизации при этом составляет $f_d = 10$ МГц, порядок фильтра при всех испытаниях равен 6 (для сравнения с результатами предыдущих публикаций).

На рис. 2 показаны спектры входных неклассифици-

рованных выборок данных с параметрами $\Delta f = 10$ МГц, $f_{01} = 500$ МГц, $f_{02} = 550$ МГц. Пунктирной линией показан спектр выборки I канала, а сплошной – II канала. Здесь и далее по оси ОХ отложена частота в Гц ($n \cdot 1000 / N$ Гц, $n \in \{0; 255\}$, n – номер точки), а по оси ОУ – значение амплитуды в дБ. Через «/» в пояснениях к рисункам указаны частотные параметры сигналов, при которых получены результаты исследований.

На рис. 3 представлены результаты обработки входной выборки в I канале фильтра (согласно рис. 1) при формировании коэффициентов на основе входной выборки из II канала по алгоритму Берга [10-12] (здесь и ниже выходным каналом системы на рис. 1 будем считать канал с меньшей частотой несущей, то есть I частотный канал, что делается для облегчения некоторых вычислительных операций и в силу произвольности выбора выходного канала нашей адаптивной системы). Здесь, как и в дальнейшем, черной пунктирной линией показан спектр входной выборки I канала, пунктирной с точкой – спектр этой же выборки после обработки с перекрестным управлением коэффициентами, черной сплошной – после обработки фильтром с коэффициентами, формируемыми на базе выборки из этого же канала. Видно, что, несмотря на достаточно хорошее подавление пассивной помехи (на 13 и 21 дБ, соответственно), происходит не только некоторое подавление, но и искажение полезного ЛЧМ-сигнала (до 1-2 дБ, если сравнивать по краям спектра).

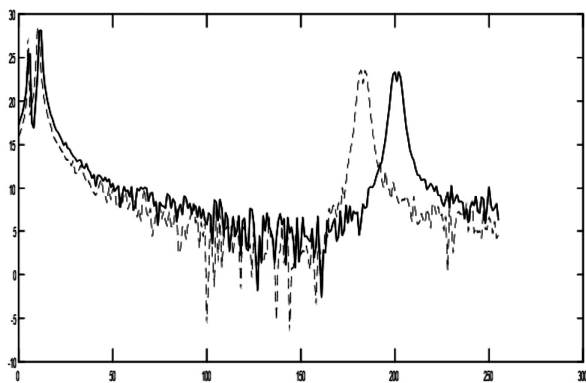


Рис. 2. Спектры входных сигналов для выборок с разными стартовыми несущими частотами; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

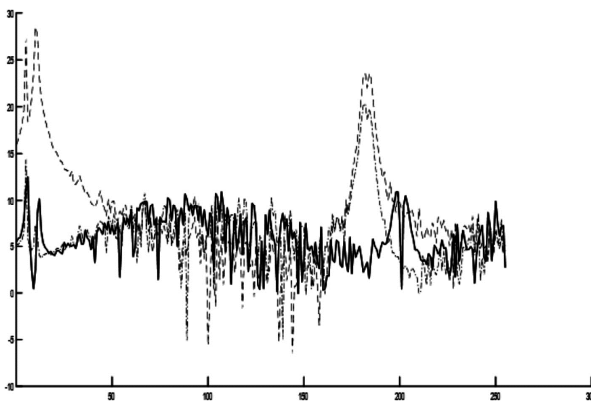


Рис. 3. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Берга, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

На рис. 4 показаны весьма похожие результаты для случая формирования коэффициентов фильтра по методу Прони [10, 11, 13].

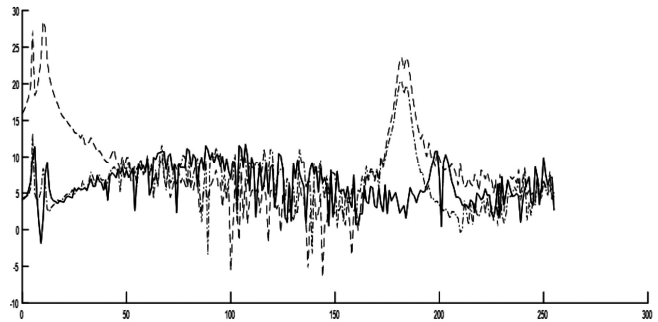


Рис. 4. Спектры входного и выходных сигналов, содержащих полезный ЛЧМ-отклик, при фильтрации по методу Прони; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

Можно заметить, что в этом случае первая компонента помехи подавляется на 1 дБ лучше, а вторая – на 1-1,5 дБ хуже, полезный же сигнал искажается так же, как и в предыдущем случае. Что касается методов Юла-Уокера, максимальной энтропии и линейного предсказания [10-12], то результаты фильтрации входных выборок при формировании весовых коэффициентов на основе этих методов показали (как и в работах [1-6] для случая неизменной несущей) худшее подавление пассивных помех, чем в рассмотренных выше случаях, при этом обеспечивая практически идентичное искажение ЛЧМ-сигнала. Поэтому результаты применения этих методов СА СВР для формирования коэффициентов адаптивного фильтра здесь не приводятся.

Однако и метод Штиглица-МакБрайда [14, 15], обеспечивавший наилучшее подавление пассивных помех в случаях постоянной несущей и потому считавшийся лучшим методом СА СВР в предыдущих работах [2, 4-9], посвященных данной тематике, также дал на первый взгляд неожиданно плохой результат (рис. 5).

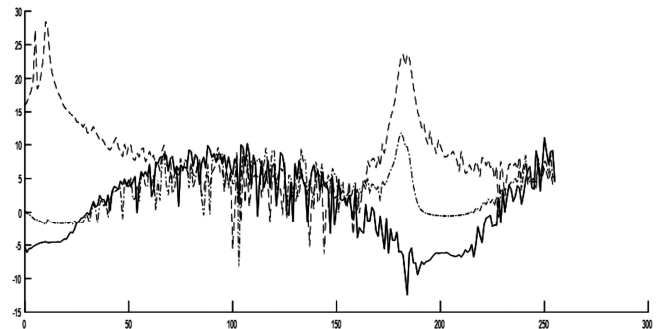
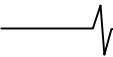


Рис. 5. Спектры входного и выходных сигналов, содержащих полезный ЛЧМ-отклик, при фильтрации по алгоритму Штиглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

Обеспечивая по-прежнему хорошую режекцию пассивных помех, данный метод в случае применения его при указанных выше параметрах сигналов и адаптивной системы создает наибольшее искажение и подавление полезного ЛЧМ-сигнала, что делает такую технику фильтрации абсолютно неприменимой.

Тем не менее, несмотря на представленные выше неудовлетворительные результаты работы адаптивного фильтра при использовании всех методов СА СВР, в



ходе проведенного исследования было найдено условие, накладываемое на связь частотных параметров зондирующих сигналов, при котором обеспечивается такое же подавление пассивных помех, как и в случае постоянной несущей (для соответствующих методик СА СВР), при том, что форма ЛЧМ-сигнала полностью сохраняется:

$$|f_{02} - f_{01}| \gg \Delta f, \text{ т.е. } \min |f_{02} - f_{01}| \approx 10\Delta f. \quad (5)$$

Справедливость данного критерия хорошо иллюстрируется рис. 6 и 7.

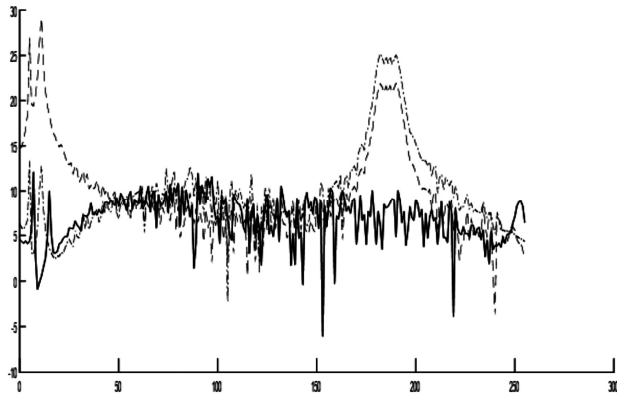


Рис. 6. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Прони, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 550$ МГц

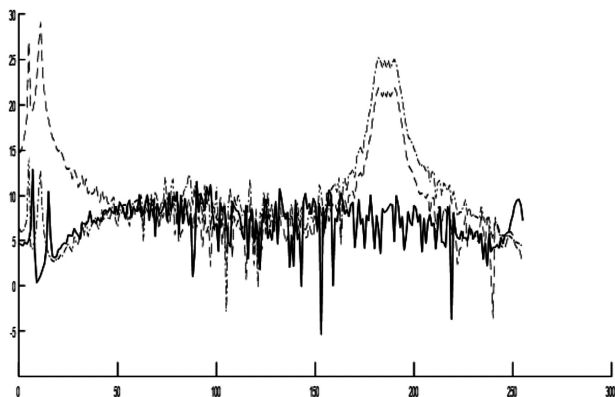


Рис. 7. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Берга, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 550$ МГц

На данных рисунках показаны результаты фильтрации при формировании коэффициентов по методам Прони и Берга соответственно: $\Delta f = 20$ МГц, $f_{01} = 500$ МГц, $f_{02} = 700$ МГц. Видно, что в этом случае спектры полезных ЛЧМ-сигналов не только не искажаются, но и происходит усиление этих сигналов на 2,5-3,0 дБ при сохранении почти такого же качества фильтрации пассивных помех (составляющая $a_c(t)$ помехи $\dot{x}(t)$ из выражения (2) подавляется несколько хуже). Если же при заданных выше значениях Δf , f_{01} и f_{02} использовать алгоритм Штиглица-МакБрайда для формирования коэффициентов фильтра, то результат иллюстрирует рис. 8. Хорошо заметно, что при таких значениях частот спектр ЛЧМ-импульса искажается значительно меньше, при этом уровень полезного сигнала возрастает на 5-6 дБ, а уровни обеих компонент помехи по-прежнему снижают-

ся до 3-3,5 дБ. Однако, в силу по-прежнему существенных искажений полезного сигнала (разница до 1,5 дБ, считая по краям спектра), использование данного алгоритма СА СВР для формирования коэффициентов все так же невозможно.

Спектры входных выборок обоих каналов фильтра представлены на рис. 9. Видно, что за счет большого значения f_{02} спектр полезного ЛЧМ-сигнала во II канале фильтрации практически не помещается в пределах выбранного нами доплеровского диапазона в 500 Гц (упирается в ограничение Найквиста по доплеровской частоте).

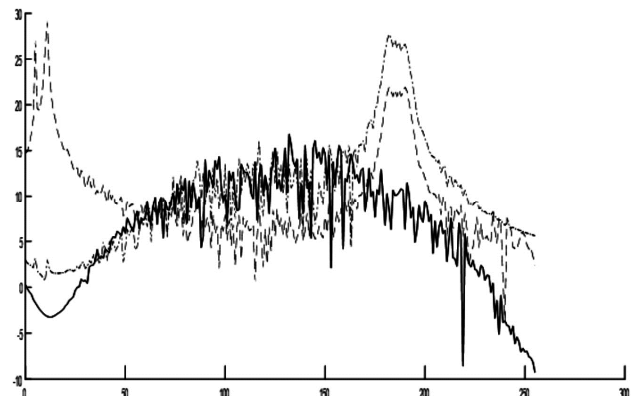


Рис. 8. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Штейглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

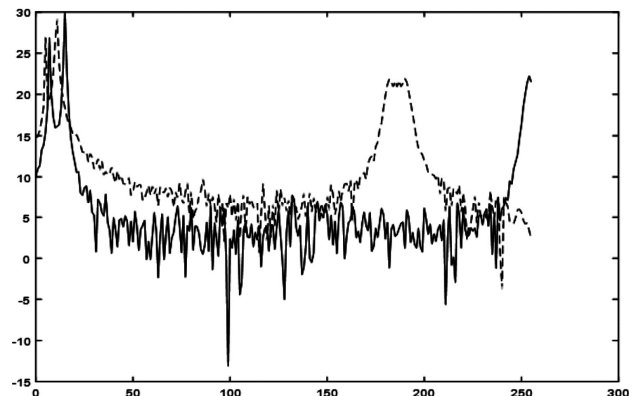


Рис. 9. Спектры входных сигналов для выборок с разными стартовыми несущими частотами; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

Причиной недостаточной эффективности применения метода Штиглица-МакБрайда при наличии в выборке полезного ЛЧМ-сигнала в случаях, проиллюстрированных на рис. 5 и рис. 8, является особенность этого алгоритма, заключающаяся, как уже указывалось в работах [2-6], в среднеквадратичной сходимости импульсной характеристики адаптивного фильтра к входной неклассифицированной выборке, на основе которой эта характеристика формируется. Исходя из данной особенности и эмпирических данных, полученных в ходе выполнения данной работы, установлено, что алгоритм Штиглица-МакБрайда можно эффективно применять при выполнении следующего условия:

$$|f_{02} - f_{01}| \geq 20\Delta f. \quad (6)$$

На рис. 10 показаны результаты фильтрации при

применении метода Штиглица-МакБрайда и выполнении указанного условия (4) по нижней границе. Параметры сигналов и системы в этом случае: $\Delta f = 10$ МГц, $f_{01} = 500$ МГц, $f_{02} = 700$ МГц. В этом случае разница в уровнях кромок полезного ЛЧМ-импульса составляет менее 0,4 дБ, т.е. полезный сигнал практически не искажается. Для сравнения на рис. 11 приведены результаты фильтрации с использованием метода Прони при тех же значениях всех частот. Хорошо видно, что качество передачи полезного сигнала практически такое же, как и для метода Штиглица-МакБрайда, при этом пассивные помехи подавляются гораздо хуже (на 9 и 8 дБ, соответственно). При этом полезный сигнал в случае применения последнего усиливается на 6 дБ, а в случае применения метода Прони – на 3 дБ. Результаты применения других методов СА СВР для формирования коэффициентов фильтра при указанных выше значениях Δf и f_{01} / f_{02} здесь не приводятся, поскольку они не лучше результатов применения метода Прони.

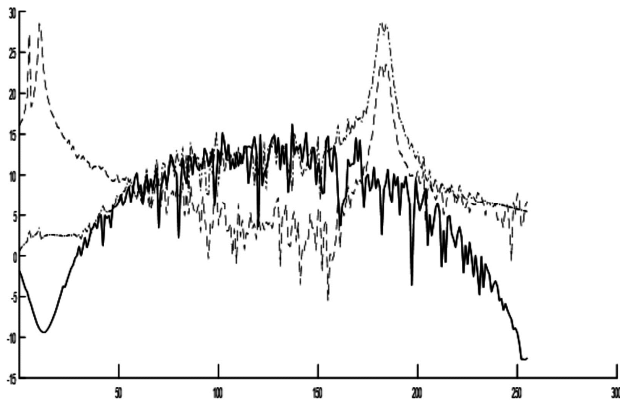


Рис. 10. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Штиглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 700$ МГц

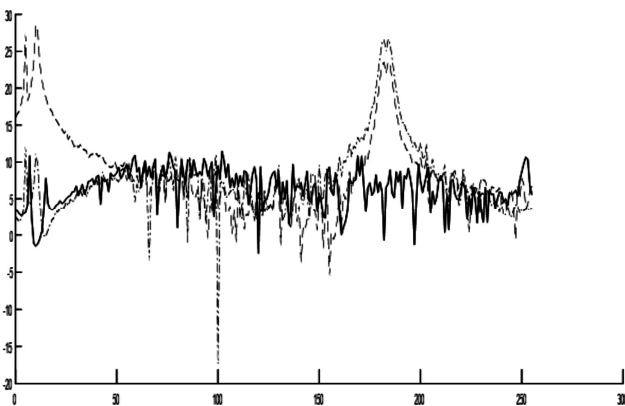


Рис. 11. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Прони; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 700$ МГц

Однако все сказанное выше справедливо для амплитудных спектров ЛЧМ-сигнала. Если же рассматривать фазовый спектр сигнала, прошедшего через режекторный фильтр с перекрестными связями, то мы столкнемся с неприятной картинкой – рис. 12. Черной пунктирной линией обозначается спектр входной выборки, а красной пунктирной – выходной выборки после перекрестной адаптивной фильтрации. Хорошо видно, что в интересующей нас области в районе доплеровской

частоты $f_s = 350$ Гц фаза ЛЧМ-сигнала, прошедшего через режекторный фильтр, представляет собой ярко выраженную нелинейную функцию, полученную из исходной нелинейной квадратичной функции фазы входного ЛЧМ-сигнала посредством нелинейного преобразования. Лучше всего это видно на ФЧХ рассматриваемых адаптивных фильтров с разными технологиями формирования весовых коэффициентов – рис. 13 и рис. 14.

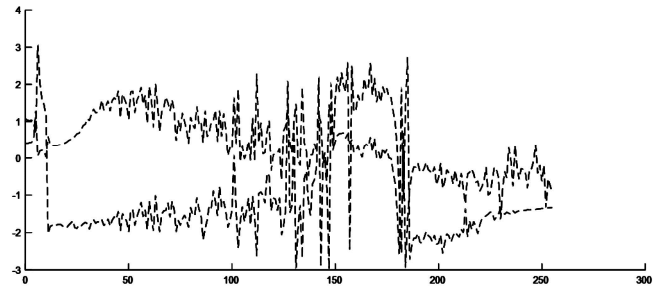


Рис. 12. Фазовые спектры входного и выходного сигналов, содержащих полезный ЛЧМ-отклик, при фильтрации по алгоритму Штиглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

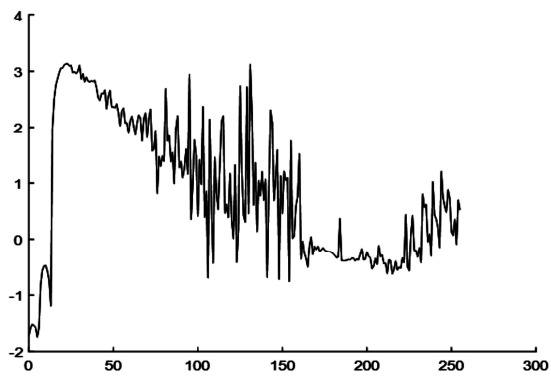


Рис. 13. ФЧХ режекторного фильтра с весовыми коэффициентами, формируемыми по методу Прони, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

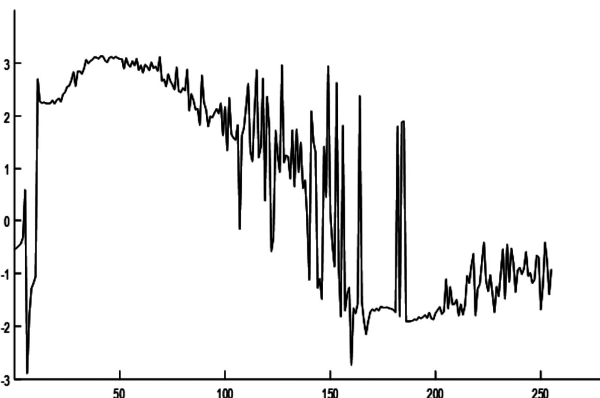


Рис. 14. ФЧХ режекторного фильтра с весовыми коэффициентами, формируемыми по методу Штиглица-МакБрайда, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

Видно, что в районе сосредоточения спектра полезного сигнала (в области 180-187 точки) происходят резкие знакопеременные скачки фазы, причем для метода Прони искажение фазы меньше, чем для метода Штиглица-МакБрайда. Результат вполне закономерный, если учесть, что рассматриваемый фильтр является адаптивной системой с перекрестным управлением коэффициентами.



Попытаемся аналитически определить искажения выходного ЛЧМ-сигнала прошедшего фильтр сжатия по сравнению с «чистым» полезным входным сигналом, прошедшим этот же фильтр. Предполагаем, что выполняются найденные выше условия неискажения амплитудного спектра ЛЧМ-сигнала вида (4) и (5) для соответствующих методов формирования весовых коэффициентов адаптивного режекторного фильтра. Чисто математически сигнал на выходе согласованного фильтра будет представлять собой свертку входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра и в то же самое время будет являться обратным преобразованием Фурье от своего комплексного спектра:

$$\dot{c}(t) = \dot{s}(t) * \dot{h}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{C}(j\omega) e^{-j\omega t} d\omega, \quad (6)$$

где $\dot{C}(j\omega)$ – спектр выходного сигнала, $\dot{h}(t)$ – импульсная характеристика согласованного фильтра, кроме того, для начала будем считать, что на согласованный фильтр подается «чистый» сигнал. Для согласованного фильтра, как известно, импульсная характеристика представляется в виде $\dot{h}(t) = \dot{s}^*(T-t)$, ее спектр, то есть частотная характеристика, представляет собой функцию $\dot{H}(j\omega) = \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega T}$. Соответственно спектр выходного сигнала $\dot{C}(j\omega) = \dot{S}(j\omega) \dot{H}(j\omega)$, а выражение (5) для выходного сигнала примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{c}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega(t-T)} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega t} d\omega, \end{aligned} \quad (7)$$

где $t' = t - T$.

Данное выражение справедливо для случая поступления на вход согласованного фильтра «чистого» ЛЧМ-сигнала. Поскольку в нашем случае входной комплексный сигнал $\dot{z}(t)$ представляет собой смесь трех различных компонент (см. выражение (3)), которая проходит режекторный фильтр с перекрестными связями, то (несмотря на почти полное подавление помеховой составляющей при соответствующих условиях на разность несущих частот и ширину спектра ЛЧМ) на входе согласованного доплеровского фильтра будет по-прежнему смесь трех различных сигнальных компонент, причем фазовый спектр полезного сигнала на выходе режекторного фильтра значительно отличается от спектра этого же сигнала на его входе и, соответственно, от спектра зондирующего импульса. Будем обозначать полезный сигнал после прохождения режекторного фильтра как $\dot{\tilde{z}}(t)$, а его спектр – как $\dot{\tilde{S}}(j\omega)$. Выясним, насколько отличия в фазовых спектрах зондирующего и прошедшего перекрестную фильтрацию сигналов, показанные на рис. 12 влияют на вид выходного сигнала согласованного фильтра. Спектр полезной составляющей входного сигнала согласованного фильтра – выходного сигнала режекторного фильтра:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{S}}(j\omega) &= |\dot{\tilde{S}}(j\omega)| e^{j \arg(\dot{\tilde{S}}(j\omega))} = \\ &= \tilde{S}(\omega) e^{j\tilde{\psi}(\omega)} \cong k \dot{S}(j\omega) e^{j\theta(\omega)}, \quad \theta(\omega) = \tilde{\psi}(\omega) - \psi(\omega). \end{aligned} \quad (8)$$

В данном выражении учтено, что при соблюдении найденных нами условий (4) или (5) (для соответствующих методик формирования весовых коэффициентов) амплитудные спектры входного и выходного полезного сигналов совпадают с точностью до некоторого масштабирующего множителя k , а фазовые спектры различаются на некоторую нелинейную, как видно из рис. 12 или 13, ФЧХ $\theta(\omega)$ адаптивного режекторного фильтра. Здесь $\tilde{\psi}(\omega)$ и $\psi(\omega)$ – фазовые спектры выходного и входного сигналов соответственно. Для упрощения дальнейших математических выкладок будем считать, что на вход согласованного фильтра подается только искаженный полезный ЛЧМ-сигнал, хотя в силу сказанного выше это совсем не так. Предположим, что за счет корреляционной обработки, осуществляемой согласованным фильтром, и малый уровень остатков помеховой составляющей, и белый шум, содержащийся в реальном входном сигнале, не будут оказывать сколько-нибудь существенного влияния на результат согласованной фильтрации, поэтому в данном рассмотрении мы ими пренебрегаем. Ниже, при рассмотрении результатов экспериментов с реальным входным сигналом, будет хорошо видно, что это действительно так. Подставляя $\dot{\tilde{S}}(j\omega)$ вместо $\dot{S}(j\omega)$ в выражение (6) и учитывая выражение для спектра искаженного ЛЧМ-сигнала (7), получим следующее выражение для выходного сигнала согласованного доплеровского фильтра:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{c}}(t') &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{\tilde{S}}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega t'} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} k |\dot{S}(j\omega)|^2 e^{-j(\omega t' - \theta(\omega))} d\omega. \end{aligned} \quad (9)$$

Посредством достаточно сложных математических преобразований, включающих в себя нахождение распределения квазистохастической величины $\theta(\omega)$ на основании учета перекрестной технологии формирования ее по методу Штиглица-МакБрайда, можно установить, что $|\dot{\tilde{c}}(t')| \approx k |\dot{c}(t')|$ (точнее, $|\dot{\tilde{c}}(t')|^2 \approx k^2 |\dot{c}(t')|^2$, кроме момента времени $t' = 0$, что соответствует моменту времени $t = T$). То есть, другими словами, прошедший согласованный фильтр выходной сигнал адаптивного режекторного фильтра, содержащий полезный ЛЧМ-сигнал, сходится к масштабированной по амплитуде копии выходного сигнала согласованного фильтра для случая обработки «чистого» ЛЧМ-импульса в среднеквадратичном. Результат согласованной фильтрации реального сигнала $\dot{z}(t)$, прошедшего предварительную режекторную фильтрацию, изображен на рис. 14 в сравнении с выходным сигналом согласованного фильтра при «чистом» входном ЛЧМ-сигнале. Здесь и в дальнейшем по оси ординат откладывается амплитуда в дБ, а по оси абсцисс – время в мкс ($n * 0,1$ мкс, где n – номер точки). Поскольку центральный пик превышает боковые лепестки всего на 11-13 дБ, а для большинства практических задач необходимо подавлять боковые лепестки минимум на 30 дБ, то при согласованной обработке, безусловно необходимо использовать амплитудное взвешивание, например, гауссовым окном. Однако данный вопрос непосредственно не связан с тематикой статьи,

поэтому здесь мы его рассматривать не будем. Можно лишь сказать, что результаты применения амплитудного взвешивания при обработке сигнала $\dot{s}(t)$ полностью аналогичны результатам (для соответствующих окон) обработки «чистого» сигнала $\dot{s}(t)$.

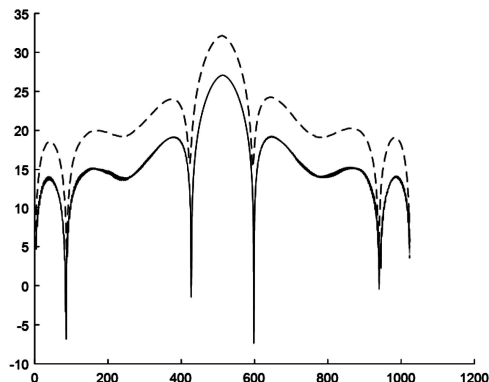


Рис. 15. Абсолютные амплитудные значения (в дБ) выходных сигналов после согласованной фильтрации «чистого» ЛЧМ-сигнала (чёрная сплошная линия) и выходного сигнала адаптивного режекторного фильтра (красный пунктир)

На рис. 14 все же заметны некоторые небольшие искажения выходного сигнала согласованного фильтра по времени, в частности, главный лепесток смещен к началу оси времени и ширина его несколько больше ширины главного лепестка при «чистом» сигнале.

Заключение

Таким образом, подводя итог всему исследованию, проведенному в данной статье, можно сформулировать следующие основные выводы:

1. Применение для формирования весовых коэффициентов предложенного в работах [1-9] адаптивного режекторного фильтра-обелителя с перекрестными связями, методов СА СВР, таких, как метод Берга, Юла-Уокера, максимальной энтропии, линейного предсказания и Прони в случае применения ЛЧМ-импульсов в качестве зондирующих сигналов целесообразно только в случае выполнения условия (4). Только тогда полезный ЛЧМ-сигнал проходит адаптивный фильтр практически неискаженным. Использование же для формирования весовых коэффициентов метода Штейнгица-МакБрайда в случае выполнения условия (4) и не выполнения условия (5) приводит к искажению полезного сигнала. В ходе работы было установлено, что применение метода Штейнгица-МакБрайда возможно только при выполнении условия (5).

2. Если ширина спектра полезного ЛЧМ-сигнала Δf и разнос стартовых частот ЛЧМ-сигналов в обоих каналах обработки f_{01} и f_{02} такие, что выполняется условие (5), то применение для формирования весовых коэффициентов фильтра в этих каналах метода Штейнгица-МакБрайда позволяет достичь наибольшей эффективности в плане подавления дискретных коррелированных помех по сравнению с другими методами СА СВР. Данное утверждение справедливо, как было в данной работе показано, при использовании в качестве режекторного фильтра, стоящего перед фильтром сжатия, адаптивной системы с перекрестными связями для случая применения в качестве зондирующих сигналов ЛЧМ-импульсов.

3. Если при использовании исследуемого адаптивного режекторного фильтра с перекрестными связями для обработки

входных сигналов на разных несущих соблюдаются условия на соответствующие частоты в виде (5), при формировании весовых коэффициентов по алгоритму Штейнгица-МакБрайда, или (4), при формировании коэффициентов на основании любого другого метода СА СВР, то после сжатия выходных сигналов адаптивного фильтра обычным согласованным фильтром, последние соответствуют отмасштабированной копии выходного сигнала того же фильтра сжатия при обработке «чистого» ЛЧМ-импульса в среднеквадратичном смысле.

Выражаю благодарность Бартеневу В.Г. за постановку задачи.

Литература

1. Бартенев В.Г. Способ адаптивной фильтрации дискретных помех. Патент № 2341015 по заявке № 2007101649 от 17.01.07. Публикация ФМПС в Бюл. №21 от 27.07.08.
2. Гордеев А.Ю., Бартенев В.Г. Способ адаптивной фильтрации дискретных помех. Заявка на патент № 201314267208 от 19.09.13. Публикация ФИПС в Бюл. №9 от 27.03.15.
3. Бартенев В.Г. Адаптивный решетчатый фильтр для подавления дискретных коррелированных помех. Доклад на 10-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2008. Москва, 26-28 марта, 2008, – С. 164-168.
4. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Применение методов Прони и Штейнгица-МакБрайда для формирования весовых коэффициентов при адаптивной фильтрации неклассифицированных выборок наблюдения. Труды 14-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2012. Москва, 2012, С. 257-260.
5. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Новый способ формирования весовых коэффициентов при адаптивной фильтрации неклассифицированных выборок наблюдений // Цифровая обработка сигналов. 2012, №2, – С. 65-67.
6. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Сравнительный анализ эффективности адаптивной фильтрации по методу Прони и Штейнгица-МакБрайда. // Сборник трудов 61 НТК МИРЭА. 2012. Ч. 3. – С. 55-60.
7. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Новый способ разработки двухчастотного классификатора дискретных коррелированных помех. // Сборник докладов Всероссийской конференции РСПОВИ 2013. Смоленск, 2013, – С. 196-199.
8. Гордеев А.Ю. Сравнительный анализ эффективности различных методов спектрального анализа сверхвысокого разрешения для фильтрации неклассифицированных выборок наблюдения. // Материалы 69-й Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» REDS-2014. Москва, 2014. – С. 37-41.
9. Гордеев А.Ю., Яцышен В.В. Перспективные методы повышения эффективности подавления пассивных помех системами селекции движущихся целей // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015, Т.20, №3. С. 40-52.
10. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
11. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб., 2002.
12. Burg I. P. Maximum Entropy Spectral Analysis. Proc. 37th Meeting of the Society of Exploration Geophysicists. Oklahoma City, Okla., October 1967.
13. Parks, Thomas W., and C. Sidney Burrus. Digital Filter Design. New York: John Wiley & Sons, 1987, pp 226–228.
14. Steiglitz, K., and L. E. McBride. «A Technique for the Identification of Linear Systems.» IEEE® Transactions on Automatic Control. Vol. AC-10, 1965, pp. 461–464.
15. Ljung, Lennart. System Identification: Theory for the User. 2nd Edition. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999, p. 354.