

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ ЦИФРОВОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТЕЙ МЕТЕОРНЫХ ЧАСТИЦ

Рассматривается фильтр, критерием оптимальности которого является получение на его выходе максимально возможного отношения пикового значения сигнала к среднеквадратичному значению помехи. Как известно, это фильтр, согласованный с сигналом в частотной или временной области [1]. Показана возможность осуществления этих фильтров в цифровом виде для непрерывно волновых и импульсных метеорных радиолокаторов в целях оперативного измерения скоростей метеорных частиц [2].

Развитие микропроцессорной техники создало предпосылки реализации таких фильтров в виде программ универсальных ЭВМ относительно простых специализированных микроЭВМ. Исследуем вопрос о повышении чувствительности и точности цифрового измерения скоростей метеорных частиц. Используем методы спектрального анализа на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Задача измерения скоростей сводится к радиотехнической задаче измерения смещения частоты радиоимпульсов из-за эффекта Доплера. Принимаемый в отсутствие шумов радиосигнал имеет вид $u(t, \Omega) = A(t) \cos(\omega_0 t + \int \Omega(t) dt)$ (1) при $nT \leq t \leq nT + \tau$, где T — период следования импульсов длительностью τ ; $\Omega(t)$ — добавка мгновенной частоты к несущей ω_0 . Оцениваемым параметром является доплеровский сдвиг, являющийся линейной функцией времени и скорости.

Запишем алгоритм согласованного цифрового фильтра во временной области: $y(nT) = \sum_{i=0}^{2N-1} h(iT) u(nT - iT)$ (2), где $h(iT)$ — согласованная с $u(t, \Omega)$ импульсная характеристика.

В частотной области находят $U(k, \Omega)$ — дискретное преобразование Фурье (ДПФ) для сигнала и частотную характеристику $H(k, \Omega)$ для $h(iT)$, согласованную с $u(t, \Omega)$. После обратного ДПФ получим

$$y(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U(k, \Omega) H(k, \Omega) \exp(j\Omega T nk). \quad (3)$$

Скорости метеорных частиц в некотором диапазоне возможных значений можно определить, построив систему согласованных фильтров.

В работе [2] анализировался фазовый метод измерения на подлете, когда для измерения скорости использовалась часть отражения, наименее подверженная действию диффузии, ветра и других факторов, значительно ограничивающих точность. Чувствительность к мелким метеорам обычно лимитируется отношением сигнал-шум при фильтрации одиночного дальномерного импульса в полосе, согласованной с его длительностью, хотя для оптимального измерения скорости сигнал выделяется фильтром со значительно более узкой полосой, определяемой доплеровским смещением частоты, содержащим информацию о скорости.

Такой фильтр более чем на порядок увеличит отношение сигнал-шум по амплитуде. Дополнительный выигрыш можно ожидать в результате сжатия сигнала (2) с внутримпульсной частотой (фазовой) модуляцией на выходе согласованного с ним фильтра. Для реализации эффективности такого фильтра, чтобы предотвратить пропуск сигнального импульса в шуме, интервал дискретизации T_d следует устанавливать не более длительности τ .

Создание системы узкополосных цифровых фильтров, работающих на тактовой частоте порядка 1 МГц, — сложная техническая задача, тем более, что на основании теоремы отсчетов частота работы такого фильтра должна быть только в два раза выше наибольшей доплеровской частоты, т. е. порядка 1 кГц.

Упростим задачу, применив так называемую нисходящую дискретную систему после дискретизации с высокой частотой, [3]. Суть ее в том, что с помощью компрессора частота f_d понижается путем децимации в необходимое число раз. Чтобы не произошло наложения спектров, входной сигнал предварительно фильтруют цифровым фильтром нижних частот (ФНЧ). При этом выполняется условие $m \leq 4\pi f_d / \omega_D$ (4), где ω_D — наибольшее доплеровское смещение частоты.

При больших m к порядку n ФНЧ предъявляются высокие требования согласно соотношению [4] $n = f_{cp} D / \Delta f$ (5). Здесь f_{cp} — частота среза; Δf — ширина переходной полосы; D — функция, значение которой зависит от требуемого значения неравномерности в полосах задержания и пропуска ФНЧ. Если $m = 1000$, имеет значение порядка нескольких сотен.

Требование минимизации времени обработки в случае больших f , m , n приводит к целесообразности использования алгоритма БПФ.

Процесс фильтрации метеорного сигнала (2) происходит так: сигнал подвергается дискретизации с частотой $f_d = 1/T_d$. Сигнальная выборка содержит $N = 2^k$ (k -целое число) отсчетов $u(nT_d)$. Находим ее БПФ. Коэффициенты с номерами, большими чем N/m , не вычисляем. Полученный массив $U(k)$ соответствует прореженному сигналу $u[n \times (mT_d)]$, прошедшему через ФНЧ с частотой среза $f_d/2m$. Далее умножаем $U(k)$ на ДПФ, согласованной с сигналом импульсной характеристики $H(k)$. После обратного БПФ имеем результат согласованной фильтрации — сигнал $y[n(mT_d)]$.

По этому принципу работает каждый фильтр системы, настроенный на соответствующую дискрету скорости. Выходной сигнал описывается функцией вида $\sin x/x$, т. е. достигает максимума в фиксируемый момент времени $t = 0$, в момент окончания входного воздействия. По номеру фильтра в системе с максимальным откликом определяется скорость, на которую настроен этот фильтр.

Работа такого фильтра была промоделирована на ЭВМ. Результаты моделирования показали, что достижение максимума выходного сигнала в момент $t = 0$ является критерием точной настройки согласованного фильтра только при периоде $T_{дт}$, меньшем интервала корреляции сигнальных импульсов. Лучшим критерием настройки (более помехоустойчивым) является достижение максимума некоторой целевой функции, который не зависит от фиксированного момента времени, а определяется отношением главного лепестка к боковым лепесткам функции реакции фильтра. При уменьшении тактовой частоты фильтра целевые функции становятся многоэкстремальными, или в результате сжатия импульса с фазовой модуляцией корреляционный пик теряется при его смещении между отсчетными импульсами. Для уменьшения этих эффектов необходимо увеличивать частоту дискретизации в соответствии с условием $f_{дт} \geq 2\omega_D/\pi$.

Список литературы: 1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов.— М.: Радио и связь, 1983.— 320 с. 2. Андрианов Н. С., Хузяшев Р. Г. Оптимизация радиоприема мелких метеорных частиц // Метеорное распространение радиоволн.— Казань, 1979.— Вып. 14.— С. 18 — 25. 3. Гольденберг Л. М. Цифровые фильтры в электросвязи и электротехнике.— М.: Радио и связь, 1982.— 222 с. 4. Крошьер Р., Рабинер Л. Интерполяция и децимация цифровых сигналов: методический обзор // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике.— 1981.— 69, № 3. С. 98 — 102.

Поступила в редколлегию 08.12.86