

УДК 621.396.96

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ, РАСПРОСТРАНЯЮЩИХСЯ В СРЕДАХ С ЧАСТОТНОЙ ДИСПЕРСИЕЙ

А. А. Кальщикова, В. В. Штыков
НИУ «Московский энергетический институт»,
11250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14

Статья поступила в редакцию 11 февраля 2019 г.

Аннотация. Повышение помехоустойчивости и эффективности радиотехнических систем занимает центральное место в современной теории и технике передачи информации. По мере увеличения скорости передачи информации увеличивается влияние дисперсионных характеристик канала связи, что проявляется в искажении формы передаваемого сигнала. Поэтому развитие альтернативных методов обработки широкополосных сигналов при наличии существенной частотной дисперсии в канале распространения сигнала представляет практический интерес.

Представлен алгоритм обработки широкополосных сигналов, распространяющихся в средах с частотной дисперсией. Описан способ ускорения вычислений на основе рекурсивной схемы. Проведено численное моделирование для поперечных электромагнитных волн в плазме с использованием сигналов с линейной частотной модуляцией. Рассмотрена аппаратная реализация предложенного алгоритма в частотной области.

Показано, что в средах со значительной частотной дисперсией фазовой скорости нельзя ввести понятие групповой задержки и применить классическую согласованную фильтрацию с зондирующим импульсом.

Использование предложенного алгоритма вычисления функционала позволяет увеличить энергетические характеристики радиотехнического устройства за счёт цифровой обработки сигналов. Алгоритм может быть применён для любых дисперсионных сред, где тангенс угла диэлектрических потерь много меньше единицы.

Предложенный алгоритм может быть использован и в системах передачи информации, если протоколе обеспечена синхронизация источника и получателя.

Ключевые слова: дисперсия, корректирование сигналов, плазма.

Abstract. The increase in noise immunity and efficiency of radio systems is central to the modern theory and technology of information transfer. As the information transfer speed accelerates, the influence of the dispersion characteristics of the communication channel increases, which is manifested in the distortion of the transmitted signal. Therefore, the development of alternative methods for processing broadband signals with significant frequency dispersion in the signal propagation channel is of practical interest.

An algorithm of processing broadband signals propagating in media with frequency dispersion is presented. A calculation speed improvement technique based on a recursive scheme is described. A numerical simulation for shear electromagnetic waves in plasma using signals with chirp modulation is performed. A hardware implementation of the proposed algorithm is reviewed.

It is shown that it is impossible to introduce the concept of group delay and apply classical matched filtering with a probe pulse in media with significant frequency dispersion of phase velocity.

The use of the proposed algorithm of calculating the functional allows to increase power characteristics of the radio technical system due to digital signal processing. The algorithm can be applied to any dispersion media, where the tangent of the dielectric loss angle is much less than one.

The proposed algorithm can also be used in information transfer systems, if its protocol provides for the synchronization of the source and the receiver.

Key words: dispersion, signal correction, plasma.

1. Введение

Повышение помехоустойчивости и эффективности радиотехнических систем занимает центральное место в современной теории и технике передачи

информации. По мере увеличения скорости передачи информации увеличивается влияние дисперсионных характеристик канала связи, проявляющиеся в искажении формы передаваемого сигнала. Эти искажения могут сделать невозможным извлечения переданной информации из принятого сигнала.

Если продольное волновое число $h(\omega)$ и длина трассы L заданы, что характерно для систем связи, то задача коррекции искажений сигнала может быть решена. Для уменьшения влияния частотной дисперсии активно разработаны методы синтеза фильтров-корректоров как во временной, так и в частотной областях [1, 2]. Для линии передачи без потерь такой фильтр, по сути, представляет собой фазовый корректор с фазочастотной характеристикой (ФЧХ) вида

$$\Phi_{cor}(\omega) = h(\omega)L.$$

Задача может также быть решена, если форма переданного сигнала и волновое число $h(\omega)$ заданы, в то время как длина трассы L неизвестна. Такая ситуация характерна для разнообразных локационных систем

Когерентные локационные системы работают от задающего синхроимпульса. Это позволяет провести коррекцию сигнала в соответствии с установленной моделью частотной дисперсии.

В традиционной радиолокации с сильно выраженной частотной дисперсией приходится встречаться не так часто, например, в задачах распространения электромагнитных волн в ионосфере, или в задачах радиолокационного подповерхностного зондирования. Однако в гидролокации и, особенно, в ультразвуковой дефектоскопии практически всегда приходится сталкиваться с частотной дисперсией скорости упругих волн. Прохождение сигнала навигационной системы типа *GPS* через ионосферу и плазмосферу оказывает значительную ошибку на определение местоположения (около 5-40 м) [3].

В этом случае положение объекта можно определить, используя взаимокорреляционную функцию принятого сигнала $r(t, L)$ и пробной функции – модели сигнала $s(t, z)$, для процедуры поиска объекта

$$\Psi(t, L, z) = r(t, L) * s(t, z).$$

Однако такая процедура поиска требует больших затрат времени и большого объема памяти процессора.

Поэтому развитие альтернативных методов обработки широкополосных сигналов при наличии существенной частотной дисперсии в канале распространения сигнала представляет практический интерес.

2. Исходные соотношения

Образум на базе пробных функций $s(t, z)$ бесконечномерное линейное множество $M = \{s(t, z_1), s(t, z_2), s(t, z_3), \dots\}$, которое образует линейное, в общем случае комплексное, функциональное пространство [4, 5]. В этом пространстве можно образовать скалярное произведение сигнала и пробной функции

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t, L) s^*(t, z) dt, \quad (1)$$

которое, по сути, представляет собой взаимную энергию. Согласно неравенству Коши-Буняковского,

$$|W(z)|^2 \leq \|r\|^2 \cdot \|s\|^2,$$

$$\text{где } \|r\|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} r(t, L) r^*(t, L) dt \right| \text{ и } \|s\|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t, z) s^*(t, z) dt \right| - \text{энергии сигнала}$$

и пробной функции, соответственно.

Равенство выполняется если

$$r(t, L) \equiv s^*(t, z).$$

Таким образом, вариация функционала (1) решает задачу определения L .

Если воспользоваться обобщенной формулой Рэлея [5], то функционал (1) можно преобразовать к виду

$$\dot{W}(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega, L) \dot{S}^*(\omega, z) d\omega, \quad (2)$$

где $\dot{R}(\omega, L)$ и $\dot{S}^*(\omega, z)$ – спектральные плотности сигнала и пробной функции соответственно.

Если $h(\omega)$ задана, а форма переданного сигнала – зондирующего импульса (ЗИ) $y(t)$ и его спектральная плотность $\dot{Y}(\omega)$ – известны, то спектральная плотность пробной функции равна

$$\dot{S}(\omega, z) = \dot{Y}(\omega) \exp[-j2h(\omega)z]$$

Подставляя это в (2) получаем

$$\dot{W}(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega, L) \dot{Y}^*(\omega) \exp[j2h(\omega)z] d\omega. \quad (3)$$

Таким образом, процедуру поиска расстояния до объекта можно осуществить как в пространстве времени, так и частотном области.

В первом случае необходимо преобразовать спектр пробной функции $\dot{S}(\omega, z)$ в функцию времени $s(t, z)$, т.е. импульсную характеристику фильтра-корректора. Во втором – преобразовать принятый сигнал $r(t, L)$ в частотную область $\dot{R}(\omega, L)$.

3. Программная реализация метода

Функционалы (1) и (2) не содержат в явном виде время. Поэтому, при цифровой реализации метода, операции определения L можно проводить независимо от работы остальных частей системы, используя хранящиеся в отдельном буфере памяти принятый сигнал, и цифровой сигнальный процессор для вычисления функционала.

Поскольку положение объекта заранее неизвестно, и форма принятого сигнала отличается от ЗИ, поиск по дальности можно произвести только по

выборке сигнала длительностью не менее $T_D \leq 2D/V_{gr} = 2D \frac{dh}{d\omega}$, где D и V_{gr} –

дальность действия системы и групповая скорость на центральной частоте соответственно.

Диаграмма функционирования системы изображена на рис. 1.

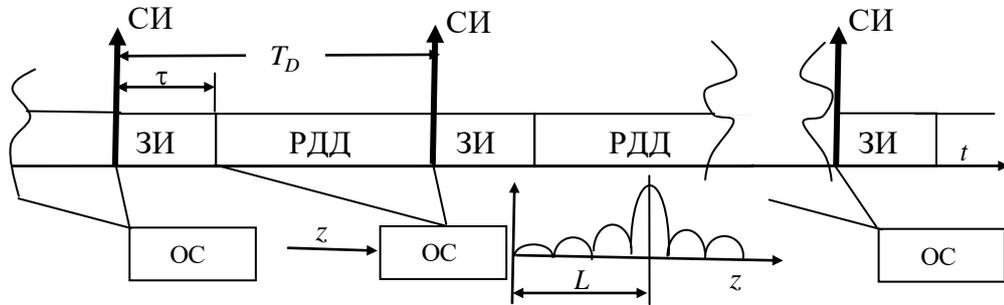


Рис. 1. Диаграмма функционирования:

СИ – синхроимпульс, ЗИ – интервал излучения зондирующего импульса τ , РДД – рабочий диапазон дальности, ОС – поток обработки сигнала

Верхняя часть схемы представляет собой поток записи данных, которые по окончании пачки записываются в буфер памяти для последующей параллельной обработки.

В качестве примера рассмотрим спектральный метод определения положения объекта.

Функционал (2) в дискретной форме имеет вид

$$\dot{W}_n = \Delta\omega \sum_{m=0}^{M-1} \dot{R}_m \dot{S}_{m,n}^* \quad (4)$$

где $\dot{R}_m = \dot{R}(\omega_m)$, $\dot{S}_{m,n} = \dot{Y}(\omega_m) \exp(-j2h_m n \Delta z)$, $n = \overline{0, N-1}$.

Для дискретных отсчетов \dot{W}_n действует рекуррентное соотношение

$$\dot{W}_{n+1} = \Delta\omega \sum_{m=0}^{M-1} \dot{s}_m \dot{S}_{m,n}^* \exp(-j2h_m \Delta z), \quad (5)$$

которое позволяет ускорить вычисление значений функционала.

Число отсчетов M и частота дискретизации $f_d = 1/\tau_d$ определяются как обычно. Что касается шага по Δz , то он определяется пространственной протяженностью автокорреляционной функции ЗИ.

4. Численное моделирование метода

В качестве широкополосного сигнала будем использовать импульс длительностью τ с линейной частотно модуляцией

$$u(t) = U_m \cos(2\pi F_0 t + \pi B t^2) \quad |t| \leq 0,5\tau,$$

где U_m – амплитуда ЗИ, B – база сигнала. Ради удобства используются: время, нормированное на длительность ЗИ $t = t/\tau$ и безразмерная частота несущего колебания $F_0 = f_0\tau$.

После квадратурного демодулятора ЛЧМ импульса будет иметь вид

$$\dot{U}(t) = U_m \cos(\pi B t^2). \quad (6)$$

Форма модели ЗИ показана на рис. 2

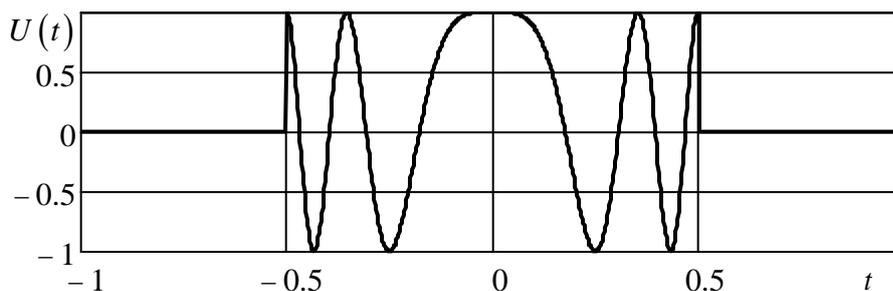


Рис. 2. Модель зондирующего импульса для $B = 16$

Комплексный коэффициент передачи «низкочастотного эквивалента» трассы длиной z равен

$$\dot{K}(\Omega, z) = \exp\left[-j4\pi(1 + F/F_0)\sqrt{\dot{\varepsilon}(2\pi(F_0 + F)/\tau)\tilde{z}}\right], \quad (7)$$

где $\tilde{z} = z/\lambda_0$ – нормированное расстояние до объекта, $\Omega = 2\pi F$ – нормированная угловая частота.

В качестве примера проведем численное моделирование распространения ЗИ в разреженной плазме в виде поперечных электромагнитных волн. Согласно [6] в этом случае мнимой частью комплексной диэлектрической проницаемости можно пренебречь, поэтому

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}, \quad (8)$$

где $\omega_p = 2\pi f_p$ – плазменная частота [6].

Используя (6) и (7) совместно с преобразованием Фурье, получаем форму сигнала, отраженного от объекта. При моделировании сигнала $F_0 = f_0\tau = 128$. $F_p = f_p\tau = 96$. Первый импульс соответствует распространению ЗИ в свободном пространстве, а второй в плазме. Хорошо видно, что форма ЗИ существенно искажается из-за дисперсии фазовой скорости.

Согласно [6] групповая скорость волн в плазме равна

$$V_{gr} = C\sqrt{1 - (f_p/f_0)^2}.$$

Задержка импульса в свободно пространстве ($f_p = 0$) равна $t_0 = L/C$, а время групповой задержки – $t_{gr} = t_0 / \sqrt{1 - (F_p/F_0)^2} = 6,047$. Эти два момента времени отмечены на рис. 3.

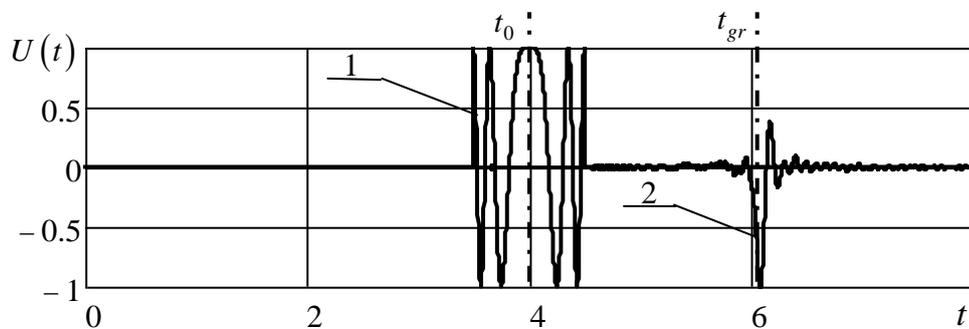


Рис. 3. Действительная часть огибающей сигнала отраженного от объекта:

$$1 - F_p = 0, 2 - F_p = 96$$

На рис. 4 показана взаимокорреляционная функция ЗИ и сигнала, отраженного от объекта, находящегося на расстоянии $L = 256\lambda_0$. Видно, что нет никакой возможности использовать приближение групповой скорости.

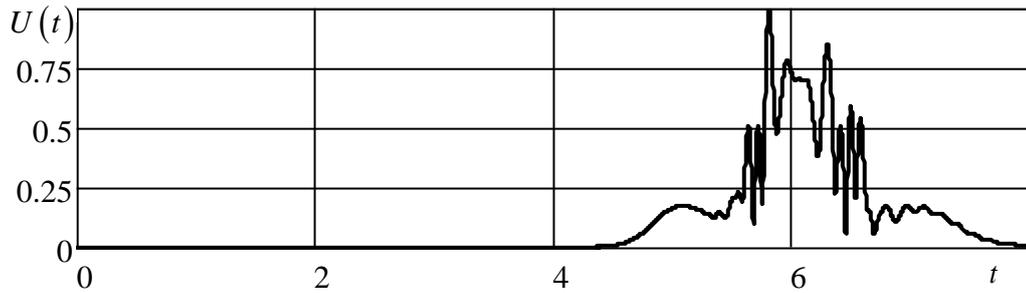


Рис. 4. Взаимнокорреляционная функция
ЗИ и сигнала для $L = 256\lambda_0$

На рис 5 показан результат численного моделирования метода обнаружения объекта в среде с сильной дисперсией фазовой скорости. Два объекта в пространстве находятся на расстояниях 128 и 256 длин волн. Коэффициенты отражения вещественные и отличаются по величине в два раза.

$$\dot{K}_{cor}(\Omega, z) = \exp\left[j4\pi(1 + \Omega/\omega_0)\sqrt{\varepsilon(\omega_0 + \Omega)}\tilde{z} \right]. \quad (9)$$

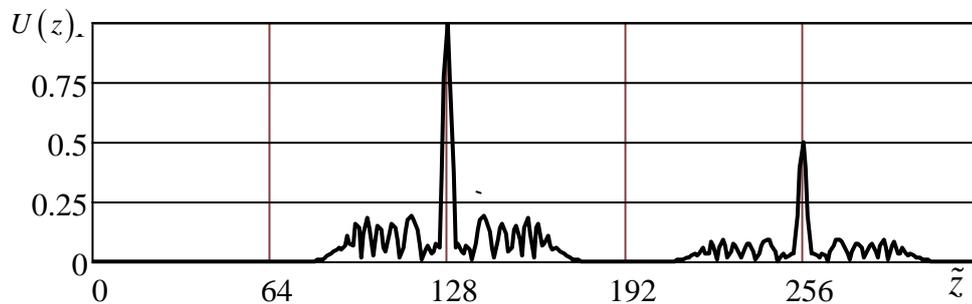


Рис. 5. Результат моделирования метода определения расстояния до
объекта в среде с частотной дисперсией

Видно, что принятый сигнал одинаково хорошо сжимается для дальностей как 128, так и 256 длин волн. При этом для дальности 256 длин волн в отклике классического согласованного фильтра с ЗИ (рис. 4) сжатия нет.

5. Аппаратная реализация метода

На рис. 6. изображена блок-схема цифровой обработки сигнала в частотной области. Сигнальный процессор (СП) 6, запускает генератор 7 на

излучение ЗИ в дисперсную среду, где падающая электромагнитная волна отражается от неоднородности 8 и попадает в приёмник на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 1. Принятый сигнал, синхронизированный с генератором с помощью СИ, попадает на квадратурный демодулятор (КД) 2, где выделяется его комплексная амплитуда. Далее блок быстрого преобразования Фурье (БПФ) 3, переводит сигнал в частотную область и устройство прямого доступа к памяти (*англ. DMA*) 4 записывает его в память 5. Затем СП обрабатывает сигнал в частотной области согласно выражению (5) и выдаёт информацию окончательному потребителю.

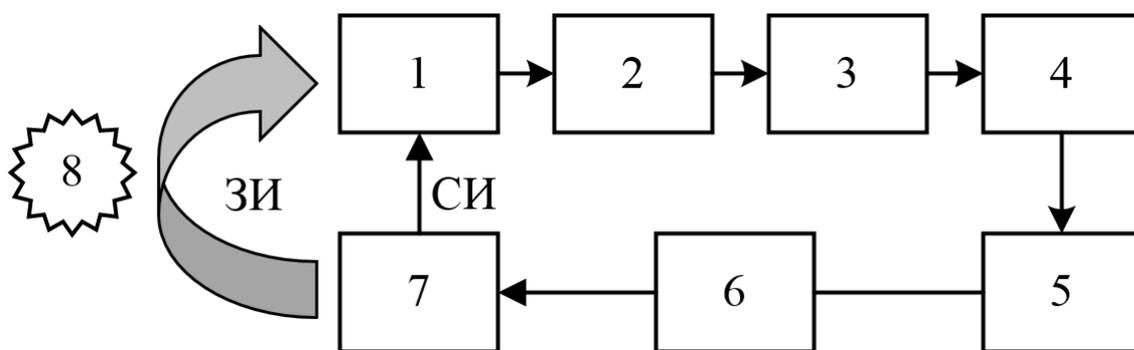


Рис. 6. Блок-схема обработки сигнала:

1 – АЦП, 2 – КД, 3 – БПФ, 4 – прямой доступ к памяти, 5 – память,
6 – СП, 7 – генератор ЗИ и СИ, 8 – объект

Предложенный метод основан на фазовой коррекции принятого сигнала, поэтому важно, чтобы АЦП 1 генератор 7 работали от одного задающего тактового генератора.

6. Заключение

Использование метода вычисления функционала позволяет увеличить энергетические характеристики радиотехнического устройства за счёт цифровой обработки сигналов.

Показано, что в средах со значительной частотной дисперсией фазовой скорости нельзя ввести понятие групповой задержки и применить классическую согласованную фильтрацию с ЗИ.

Метод может быть использован и в системах передачи информации, если предусмотреть в ее протоколе синхронизацию источника и получателя. Так в ультразвуковых системах в некоторых случаях можно осуществить по радиоканалу.

Исследование выполнено при финансовой поддержке «Фонд содействия инновациям» в рамках договора № 13383ГУ/2018.

Литература

1. Ю. А. Гребенко, Р. И. Поляк. Линеаризация фазочастотной характеристики комплексного аналогового полосового фильтра // Вестник Московского энергетического института, 2015 – № 4.
2. J. L. Volakis, J. D. Young. Phase linearization of a broadband antenna response in time domain. IEEE Antennas and propagation, 1982, Vol. 30, No. 2
3. P. M. Kintner, B. M. Ledvina. The ionosphere, radio navigation, and global navigation satellite systems. Advances in Space Research, 2005, No. 35
4. Г. Корн. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974.
5. С. И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003.
6. Гинзбург В. Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1967.

Для цитирования:

А. А. Кальщикова, В. В. Штыков. Алгоритм обработки широкополосных сигналов, распространяющихся в средах с частотной дисперсией. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb19/9/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.2.9