

УДК 621.396.96

Фам Хуан Тиеп
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Экспериментальные исследования макета полуактивной радиолокационной системы при использовании радиоизлучений цифрового эфирного телевидения DVB-T2

Описаны экспериментальные исследования макета полуактивной радиолокационной системы, особенностью которой является использование радиоизлучений цифрового телевидения DVB-T2.

Полуактивная радиолокационная система, цифровое эфирное телевидение, DVB-T2, взаимная функция неопределенности

Полуактивная радиолокационная система (ПАРЛС) – радиолокационная система (РЛС), работающая по сигналам сторонних источников, например передатчиков аналогового и цифрового радиовещания, цифрового телевидения, сотовой телефонии и т. п. В ПАРЛС обнаружение и измерение координат цели выполняется по принятым сигналам, излученным указанными источниками, поступившим напрямую, а также после отражения от цели [1].

В настоящей статье представлены результаты экспериментального исследования ПАРЛС, работающей по сигналу передатчика цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2, расположенного на телевизионной башне Ленинградского телевизионного передающего центра в Санкт-Петербурге. Целью исследования являлось подтверждение теоретических результатов, описанных автором в [2], и исследование особенностей обработки сигналов в системе ПАРЛС.

Параметры источника сигнала следующие:

- координаты передатчика – $59^{\circ}58'35.73'' N$, $30^{\circ}19'14.6'' E$;
- высота антенны – 307 м;
- номер телевизионного канала – 35;
- полоса частот – 582...590 МГц;
- мощность передатчика – 5 кВт.

Структура макета. ПАРЛС (рис. 1) состоит из сдвоенной антенны; устройства ввода данных, включающего каналы аналоговой обработки прямого и отраженного сигналов, содержащие полосовые фильтры (ПФ), усилители (У) и аналого-цифровые преобразователи (АЦП), и устройства записи и обработки (УЗО) сигналов, реализованного с использованием ноутбука.

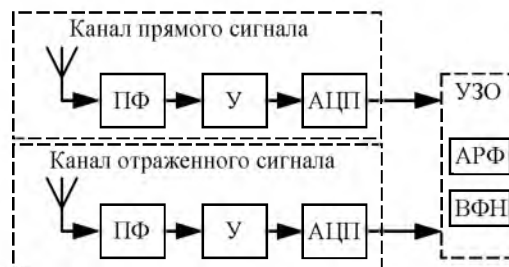


Рис. 1

Одна антенна используется для приема прямого сигнала от источника, а вторая (направленная) – для приема переотраженного целью сигнала. В устройстве ввода данных после предварительной аналоговой обработки (полосовой фильтрации и усиления) прямой и отраженный сигналы преобразуются в цифровую форму для последующей их записи и обработки, которая осуществляется программным способом в ноутбуке. Поэтому ядром устройства ввода является АЦП с частотой дискретизации 15.625 МГц.

Алгоритм обработки сигналов и результат. После оцифровки сигналы направляются к компьютеру через интерфейс USB. В компьютере программно реализована обработка записанных сигналов с целью обнаружения целей и измерения их параметров. Обработка может быть разбита на два основных этапа: на первом происходит подавление прямого сигнала и его переотраженных от неподвижных целей копий в канале отраженного сигнала; на втором вычисляется взаимная функция неопределенности (ВФН).

Для обнаружения целей и измерения их параметров в ПАРЛС в большинстве случаев необходимо применять специальные методы подавления

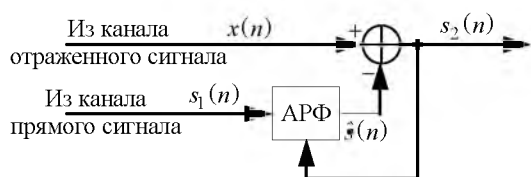


Рис. 2

помех. Подавление прямого сигнала и местных помех в канале приема отраженного сигнала осуществлялось с помощью адаптивного решетчатого фильтра (АРФ) (gradient adaptive lattice – GAL) [1], [3], [4] (см. рис. 1). Он позволяет устранять копии прямого сигнала в P каналах дальности, где P – порядок решетчатого фильтра. На рис. 2 изображена структурная схема, поясняющая принцип адаптивной компенсации прямого сигнала и местных помех. Здесь $x(n) = d(n) + s(n)$ – выходной сигнал канала отраженного сигнала ($d(n)$ – отраженный от цели сигнал; $s(n)$ – прямой сигнал); $s_1(n)$ – опорный сигнал; $\hat{s}(n)$ – выходной сигнал адаптивного фильтра; $s_2(n) = x(n) - \hat{s}(n)$ – выходной сигнал компенсатора и одновременно текущая погрешность адаптации.

Задача адаптивной фильтрации сводится к поиску коэффициентов АРФ, обеспечивающих максимальную близость выходного сигнала фильтра $\hat{s}(n)$ к образцовому сигналу $x(n)$. Сигнал ошибки $s_2(n)$, который минимизируется в процессе поиска коэффициентов, представляет собой разницу между образцовым сигналом и выходным сигналом фильтра, который, в свою очередь, равен произведению входного сигнала фильтра и его коэффициентов. При решении задачи подавления копии прямого сигнала, поступившей в смеси с

отраженным сигналом, на вход АРФ поступает опорный (прямой) сигнал, а в качестве образцового используется принимаемый отраженный сигнал, содержащий копию прямого сигнала, которая должна быть подавлена. В АРФ минимизируется разность между выходным и образцовым отраженным от цели сигналами. При этом в качестве полезного сигнала используется сигнал ошибки, представляющий собой разницу между сигналами из канала наблюдения и с выхода АРФ. Таким образом, АРФ приближает выходной сигнал к копии прямого сигнала, содержащейся в смеси, полученной из канала отраженного сигнала. Порядок фильтра определяет максимальную задержку указанной копии относительно выбранного начала наблюдения на каждом этапе обзора, вплоть до которой производится подавление.

После подавления прямого сигнала и его задержанных во времени копий в канале отраженного сигнала вычисляется ВФН между прямым (опорным) и обработанным отраженным сигналами. Выражение для вычисления ВФН в дискретной форме [3] может быть записано как

$$A(\tau, F) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n) s_2^*(n - \tau) e^{-j2\pi F n / N} \right|, \quad (1)$$

где τ – задержка сигнала; F – доплеровская частота; N – количество отсчетов.

В эксперименте подвергались обработке сегменты входных данных длительностью 250 мс. Вычисление ВФН непосредственно по (1) на таких фрагментах связано со значительными вычислительными затратами ввиду больших размеров векторов оцифрованных сигналов. Для уско-

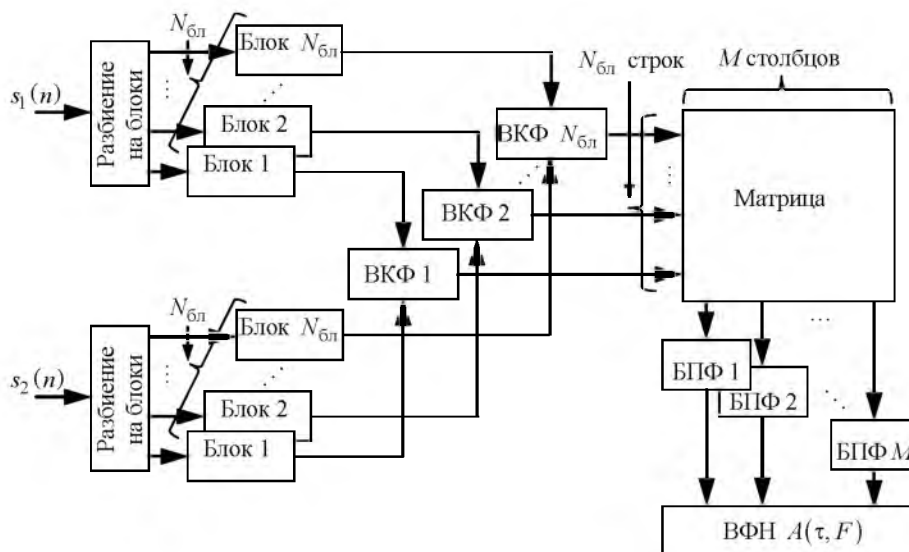


Рис. 3

рения процесса вычисления ВФН был использован алгоритм [5], работу которого поясняет блок-схема, изображенная на рис. 3.

Опорный $s_1(n)$ и отраженный $s_2(n)$ сигналы разбиваются на $N_{\text{бл}}$ блоков одинаковой длины каждый. Размер блока выбирается таким образом, чтобы его длина значительно превышала максимальную задержку, соответствующую максимальной дальности обнаружения цели в системе (в проведенном исследовании длина каждого блока составляла 1 мс, количество блоков $N_{\text{бл}} = 250$). Далее вычисляется $N_{\text{бл}}$ взаимно корреляционных функций (ВКФ) между блоками сигналов, соответствующими одинаковым значениям задержки. Поскольку длина блока значительно превосходит максимальное время задержки, потери за счет невычисления корреляции между соседними блоками будут минимальны и не окажут существенного влияния на показатели обнаружения системы. Полученные ВКФ объединяются в матрицу (каждая ВКФ является строкой матрицы). Матрица имеет размеры $N_{\text{бл}} \times M$, где M – количество отсчетов в каждой ВКФ. В столбцах матрицы располагаются отсчеты всех ВКФ, соответствующих одному и тому же значению за-

держки между $s_1(n)$ и $s_2(n)$. Далее над каждым столбцом матрицы выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ), дающее сечение двумерной ВФН для значения задержки, соответствующей столбцу. Максимальная доплеровская частота в вычисленной таким образом ВФН обратно пропорциональна длине блока. Количество точек определения ВФН вдоль оси доплеровских частот равно размерности БПФ.

На рис. 4, *а* показана ВФН опорного и отраженного сигналов без подавления помех, на рис. 4, *б* – эта же ВФН с подавлением помех АРФ. В результате адаптивной фильтрации сигналов с задержками до 3 мкс с помощью алгоритма GAL при длине решетчатого фильтра $P + 1 = 47$ устойчиво наблюдается ВФН цели с параметрами $\tau = 13.25$ мкс, $F = -59.6$ Гц (рис. 4, *б*), ранее маскированная прямым сигналом (рис. 4, *а*). Этот же результат представлен на рис. 5 в виде сечения ВФН при $\tau = 0$. На рис. 5, *б* наблюдается пик ВФН, соответствующий подвижной цели, с уровнем около 96 дБ, возвышающийся над фоном приблизительно на 10 дБ. Без применения алгоритма подавления прямого сигнала (рис. 5, *а*) уровень фона составляет около 94 дБ, на котором сигнал от цели (около 98 дБ) не обнаруживается.

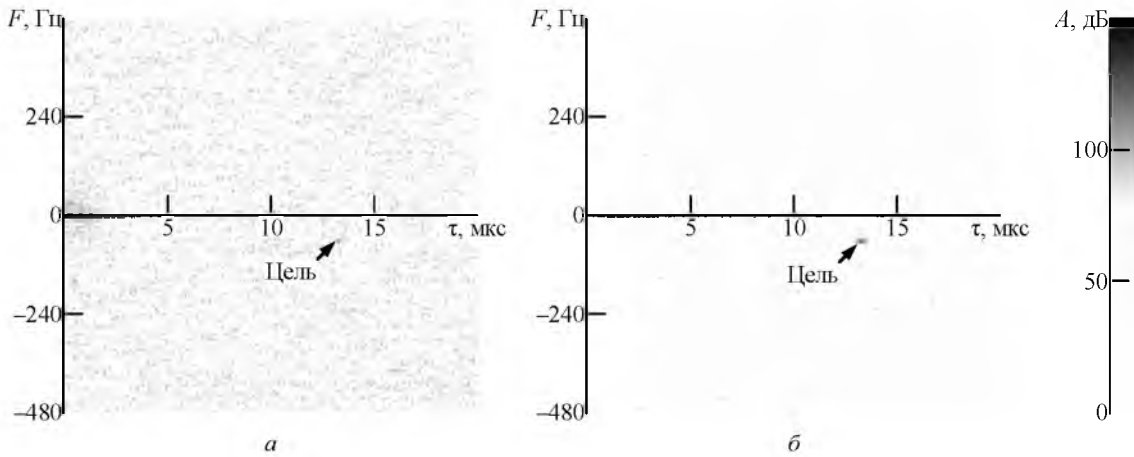


Рис. 4

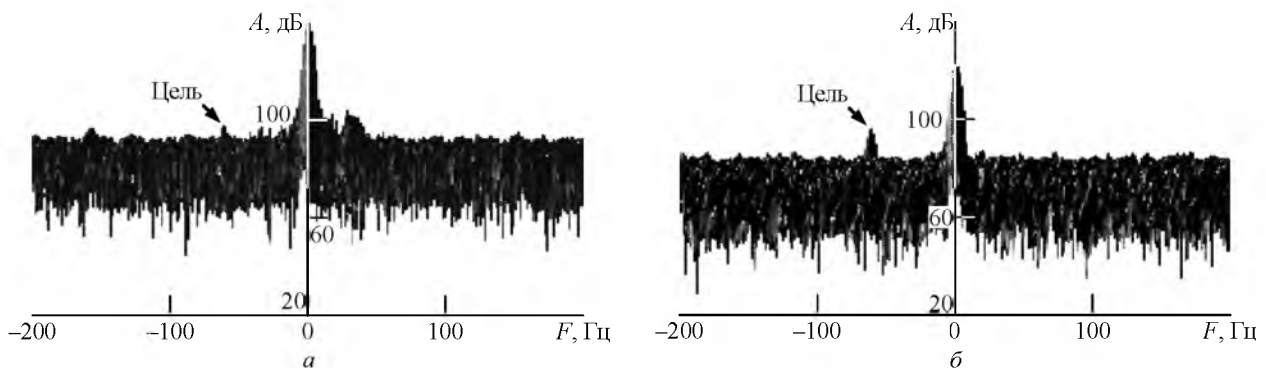


Рис. 5

Пик при $F = 0$ на рис. 5 образуется за счет корреляции между прямым сигналом и его копией, поступающей по каналу отраженного сигнала. После подавления указанной копии в ВФН все еще остаются пики вдоль нулевого доплеровского канала за пределами максимальной задержки, вплоть до которой производилась фильтрация. Данный пик игнорируется при пороговой обработке ВФН с целью обнаружения цели. Размер игнорируемой полосы ВФН в направлении задержек определяется шириной главного лепестка функции неопределенности сигнала DVB-T2, а также зави-

сит от времени накопления сигнала и ширины используемой передатчиком полосы частот.

Таким образом, результаты экспериментальных исследований ПАРЛС, работающей с использованием радиоизлучений цифрового телевидения DVB-T2, свидетельствуют о перспективности данного научного направления.

На базе данной технологии могут быть созданы системы скрытого радиолокационного наблюдения для обнаружения и сопровождения воздушных целей (в том числе низколетящих).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bistatic Radars: Emerging Technology / ed. by M. Cherniakov. Hoboken: Wiley, 2008. 406 p.

2. Фам Хуан Тиеп. Результаты моделирования алгоритма обработки сигналов в полуактивной радиолокационной системе при использовании радиоизлучений эфирного цифрового телевидения DVB-T2 // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 4. С. 29–31.

3. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: справ. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

Pham Xuan Tiep

Saint-Petersburg state electronechnical university "LETI"

Experimental research of the prototype of semi-active radar tracking system using radiations of digital television of DVB-T2 standard

The experimental research of a prototype of the semi-active radar tracking system which feature is use of radio-frequency radiations of a digital television of DVB-T2 standard are described.

Semi-active radar tracking system, digital radio television, DVB-T2, cross ambiguity function

Статья поступила в редакцию 9 сентября 2014 г.

4. Haykin S. Adaptive filter theory. 4rd ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall, Inc., 2002. 936 p.

5. Yatrakis C. L. Computing the cross-ambiguity function. A review: Master's degree thesis / Binghamton university, State university of New York. 2005. 131 p. // URL: http://ws2.binghamton.edu/fowler/Fowler_Personal_Page/Publications_files/MS_Thesis_Chris_Yatrakis.pdf

УДК 621.3

Г. Н. Цицикян, Ю. Д. Баранов
ЦНИИ СЭТ,

филиал ФГУП "Крыловский государственный научный центр" (Санкт-Петербург)

Эффективность совместного применения резонансных и демпфирующих фильтров второго порядка

Аналитически и графически произведена оценка эффекта от использования демпфирующих и резонансных фильтров. Приведен пример выбора параметров фильтра на основе полученных выражений и графиков. Аналитические выражения проверены приведением их к каноническим формам Фостера.

Демпфирующие фильтры, резонансные фильтры, канонические формы Фостера

Известные публикации по пассивным фильтрам, в том числе по демпфирующим фильтрам разных порядков, все еще оставляют не вполне

проясненными как возможные ограничения, так и преимущества их применения. В одной из относительно ранних работ, посвященной совместно-