

УДК 621.396.96

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ ПЕЛЕНГАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛОВ ПРИЁМНИКА

Мочалова С.П.

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана

svetamochalov@yandex.ru

В данной статье предложен сверхширокополосный метод пеленгации, использующий цифровое формирование каналов приёмника. В статье рассмотрены такие аспекты, как разработка алгоритма сверхширокополосной пеленгации, новая архитектура формирования каналов, описаны результаты моделирования с анализом эффективности.

Ключевые слова: сверхширокополосный, пеленгация, цифровое формирование каналов

ULTRA WIDEBAND DIRECTION FINDING USING DIGITAL FORMING OF RECEIVER'S CHANNELS

Mochalova S.P.

In this paper ultra wideband direction finding using digital forming of receiver's channels is proposed. The article deals with such aspects as ultra wideband direction finding algorithm design, new digital forming of receiver's channels architecture. The results of modelling and the estimation of efficiency analysis are given.

Key words: ultra wideband, direction finding, digital channelization

Сверхширокополосное (СШП) излучение первоначально использовалось в военных целях, особенно в радиолокации, связанной с военными применениями. Это связано с хорошим разрешением и большой шириной полосы СШП системы. Некоторое время назад исследования, направленные на изучение сверхширокополосных сигналов, были перенесены из области военных работ в область гражданских исследований для задач радиосвязи и определения местоположения.

Для узкополосных и широкополосных антенных решеток задачи обработки информации, пеленгации и определения направления прихода сигналов являлись основными и были широко исследованы. Тем не менее, в [1, 3] были предложены технологии реализации системы пеленгации для СШП антенных решеток. Основная идея подобна системе формирования луча на базе линий задержки со схемой суммирования. В этом методе наблюдаются два основных недостатка: сложность в достижении точного времени задержки, особенно для СШП систем с

субнаносекундной длительностью импульса, и допущение многолучевого свободного распространения.

В отличие от узкополосного, СШП сигнал охватывает широкий диапазон спектра, что делает неэффективным использование узкополосных методов обработки информации в антенных решетках. Кроме того, подход к широкополосной обработке сигналов в антенных решетках сталкивается с трудностями из-за широкой полосы частот [2]. В данной статье предлагается новый метод пеленгации для СШП, используя цифровой приемник. Идея канальной архитектуры цифрового приёмника была описана в [5], которая фокусируется на оценке переданного сигнала с использованием одной антенны. Частотный отклик полосового фильтра (ПФ) должен быть согласован, чтобы синтезировать сигнал СШП. Распространяем эту структуру для решетки и вносим некоторые модификации, чтобы соответствовать требованиям нашего алгоритма. Основной идеей предлагаемой системы является разбиение массива выходного сигнала на несколько частотных каналов, которые могут быть произвольно выбраны в СШП спектре (отклик ПФ может быть не согласован, следовательно, это ослабит требование для параметров ПФ в проектировании системы), и затем перенос каждого канала на более низкую частоту, следовательно, позволяя использовать АЦП с низкой частотой дискретизации. Алгоритм обрабатывает выходные данные с этих АЦП и оценивает направления прихода сигнала.

Рассмотрим СШП антенную решетку из L элементов, принимающую сигнал, падающий с неизвестного направления θ , выход антенной решётки может быть представлен в виде линейной комбинации принятых сигналов и может быть записан как:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{L-1} r_i(t - \tau_i(\theta)), \quad (1)$$

где $r_i(t)$ и $\tau_i(\theta)$ являются полученным сигналом и его соответствующей задержкой в i -ом элементе.

Полученный сигнал состоит из ослабленного и задержанного варианта переданной последовательности импульсов, вызванного вариативностью путей распространения сигнала в среде. Изложенное ниже доказательство показывает, что профиль многолучевого распространения для каждого элемента антенной решетки схож ввиду небольшого расстояния между элементами. Проблема состоит в том, чтобы оценить направление падающего СШП сигнала θ в таких условиях. Преобразовывая (1) в частотную область, мы получаем:

$$Y(\omega) \approx R_0(\omega) \sum_{i=0}^{L-1} \exp(-j\omega\tau_i(\theta)) \quad (2)$$

где $R_0(\omega)$ - спектр принятого сигнала в фазовом центре решетки.

Так как частотный диапазон СШП сигнала широк по природе, спектр выходного массива может быть представлен серией дискретных частотных каналов ω_j ($j \in [1, M]$). Это приводит к матричному представлению (2):

$$y = \text{diag}\{r_0\}A1_{L \times 1} \quad (3)$$

где $y = [Y(\omega_1) \dots Y(\omega_M)]^T$ и $r_0 = [R(\omega_1) \dots R(\omega_M)]^T$ являются спектральными векторами выходного массива и массива центра фаз, соответственно; $A = [a_0 \dots a_{L-1}]$, где $a_i = [e^{-j\omega_1 \tau_i(\theta)} \dots e^{-j\omega_M \tau_i(\theta)}]^T$ и $1_{L \times 1}$ является вектором-столбцом всех элементов эквивалентных единице.

Заметим, что матрица $C = \text{diag}\{r_0\}A$ - уникальная матрица, которая характеризует пространственную и спектральную информацию сигнала. Пусть P_C обозначает проекционную матрицу, и P_C^\perp обозначают матрицу ортогональной проекции C . Т.е. $P_C = C(CC^H)^{-1}C^H$ и $P_C^\perp = I - P_C$ ($[\cdot]^H$ обозначает сопряженную матрицу транспонирования). Пространство, заполненное P_C , называют сигнальным подпространством и можно интерпретировать как пространство, которое однозначно формируется путем сопоставления точных частотных каналов и пространственных параметров. Аналогично, пространство, заполненное его ортогональной проекцией, называется шумовым подпространством. Поскольку системе полностью известны параметры канала, оценка направления прихода сигнала может быть реализована путем сканирования проекции матрицы Y в шумовом подпространстве, что приводит к минимальному значению. Это похоже на задачу оптимизации, где проекция в шумовом подпространстве - функция затрат [6]. Математически оно может быть представлено как:

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta \in [-180, 180]} |P_C^\perp y| \quad (4)$$

Кроме того, расчетное направление прихода сигнала может быть получено путем нахождения максимума пеленгационной функции $DF(\theta) = (|P_C^\perp y|)^{-1}$.

Задача реализации вышеупомянутого метода состоит в необходимости разработки архитектуры приёмника. Мною предлагается цифровой каналный приемник, как показано на рисунке 1. Архитектура позволяет получать значение выходного спектра $Y(\omega)$ с более низкой частотой дискретизации.

Массив выхода $y(t)$ формирует M частотных каналов, используя M -разветвитель. Каждое ответвление состоит из смесителя, ПФ Бесселя (ПФБ) и АЦП с частоты дискретизации f_s . Процесс формирования каналов можно кратко описать следующим образом:

• Шаг 1 – Пусть f_m будет рабочей частотой m -го канала ($m \in [1, M]$) и f_0 будет центральной частотой ПФБ, частота смесителя f_{xm} предназначена для $f_m - f_0$, вывод которого может быть вычислен следующим образом:

$$y_{xm}(t) = y(t) \times e^{-j2\pi f_{xm}t} \quad (5)$$

• Шаг 2 - Фильтрация по ПФБ центральной частоты f_0 и импульсной характеристики, обозначенной $h(t)$:

$$y_{fm}(t) = y_{xm}(t) \otimes h(t) \quad (6)$$

• Шаг 3 – Выборка $cf_s = 4f_0$:

$$y_m[n] = y_{fm}\left(\frac{n}{f_s}\right) \quad -\infty < n < \infty \quad (7)$$

• Шаг 4 – Получение N_{sh} снимков на m -ой ветви и выполнения дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$c_{km} = \frac{1}{N_{sh}} \sum_{n=0}^{N_{sh}-1} y_m(n) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N_{sh}}\right)kn} \quad (8)$$

• Шаг 5 - Получение k -ых коэффициентов Фурье, где $k = N_{sh}/4$:

$$Y_{\omega_m} = c_{(N_{sh}/4)m} \quad (9)$$

Результаты формирования M -каналов формируют вектор y . Для того, чтобы сформировать вектор r_0 , полученный сигнал в фазовом центре решетки введен в формирователь каналов, как видно на рисунке 1. Высокоскоростные переключатели реализуются на каждом элементе решетки с учетом того, что входной сигнал не изменяется в течение одного периода коммутации. Кроме того, два формирователя каналов могут быть реализованы для формирования каждого вектора. Это удвоило бы стоимость системы.

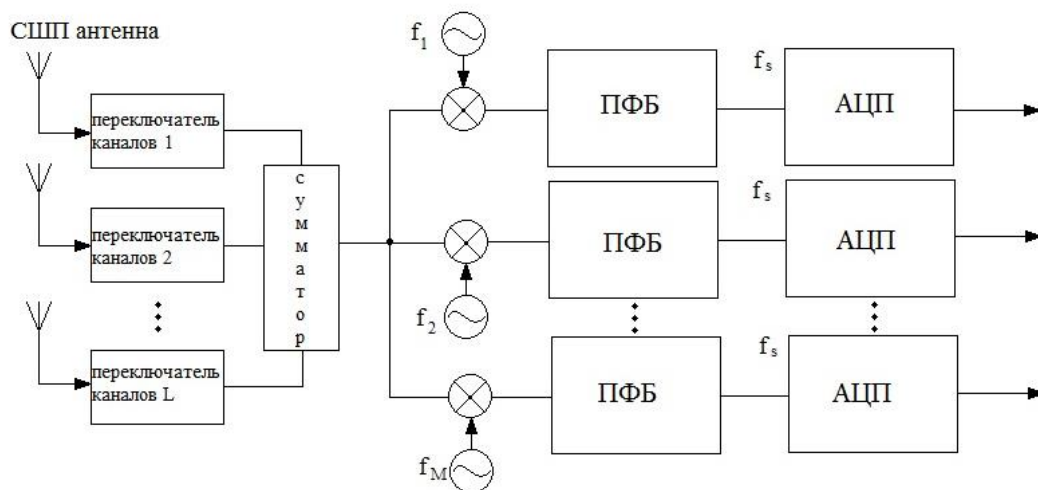


Рисунок 1 – Предлагаемая цифровая архитектура каналобразующего приемника

В моделировании рассмотрена L-элементная антенная решетка (АР), которая имеет межэлементный интервал d , где фазовый центр совпадает с первым элементом. Направление принимаемого сигнала получают относительно оси массива. Моделирование начинается с формирования последовательности СШП импульсов, продолжается прохождением сигналов через каналы и получением сигналов в АР с направления 56 градусов с аддитивным белым Гауссовским шумом с нулевой постоянной составляющей. В качестве зондирующего сигнала предполагается использование второй производной импульса Гаусса длительностью 1 нс. Длительность результирующего импульса 0,4 нс, без модуляции, период повторения импульсов составляет 20 нс. Моделирование заканчивается формированием каналов, используя ПФБ 5-го порядка (центральная частота $f_0=50$ МГц и ширина полосы 1кГц) с последующим АЦП с частотой дискретизации $4f_0$.

Сначала рассмотрим влияние межэлементного расстояния при построении пеленгационной функции. В узкополосных антенных решетках, возрастание межэлементного расстояния (растягивание геометрии решетки) означает увеличение разрешения за счет увеличения размера решетки. Однако, увеличивать размер АР можно только до определенного предела, прежде чем произойдет формирование многолучевой структуры ДН. Для случая СШП это явление наблюдается при построении пеленгационной функции. Увеличение межэлементного расстояния приведет к лучшему разрешению, но без каких-либо ограничений по увеличению размеров АР. Рисунок 2 показывает пеленгационную функцию для различных межэлементных интервалов d .

В условиях низкого ОСШ, предложенная система работает плохо. Это можно заметить из результатов моделирования показанных на рисунке 3 (а). На рисунке показано несколько нежелательных максимумов, кроме пика, который указывает истинное направление прихода сигнала. Увеличение числа каналов в формирователе каналов может решить эту проблему за счет усложнения системы как показано на рисунке 3 (б). Представленное на данном рисунке показывает, что рассматриваемые максимумы ложные, следовательно, неоднозначность может быть снята. В конечном счете будет только единственный пик на графике пеленгационной функции.

Реализация определяется как M выборок от M каналов формирователя каналов. Количество реализаций определяется из времени наблюдения за элементами АР. Влияние увеличения количества реализаций в среде с низким ОСШ показано на Рис. 4. Этот график сравнивает пеленгационные функции, полученные от более длительных времен наблюдения. Как видно на рисунке 4 (б), график восстанавливается после увеличения количества реализаций. Это происходит из-за снижения фонового шума. Следовательно, дальнейшее увеличение количества реализаций приведет к улучшению качества оценки.

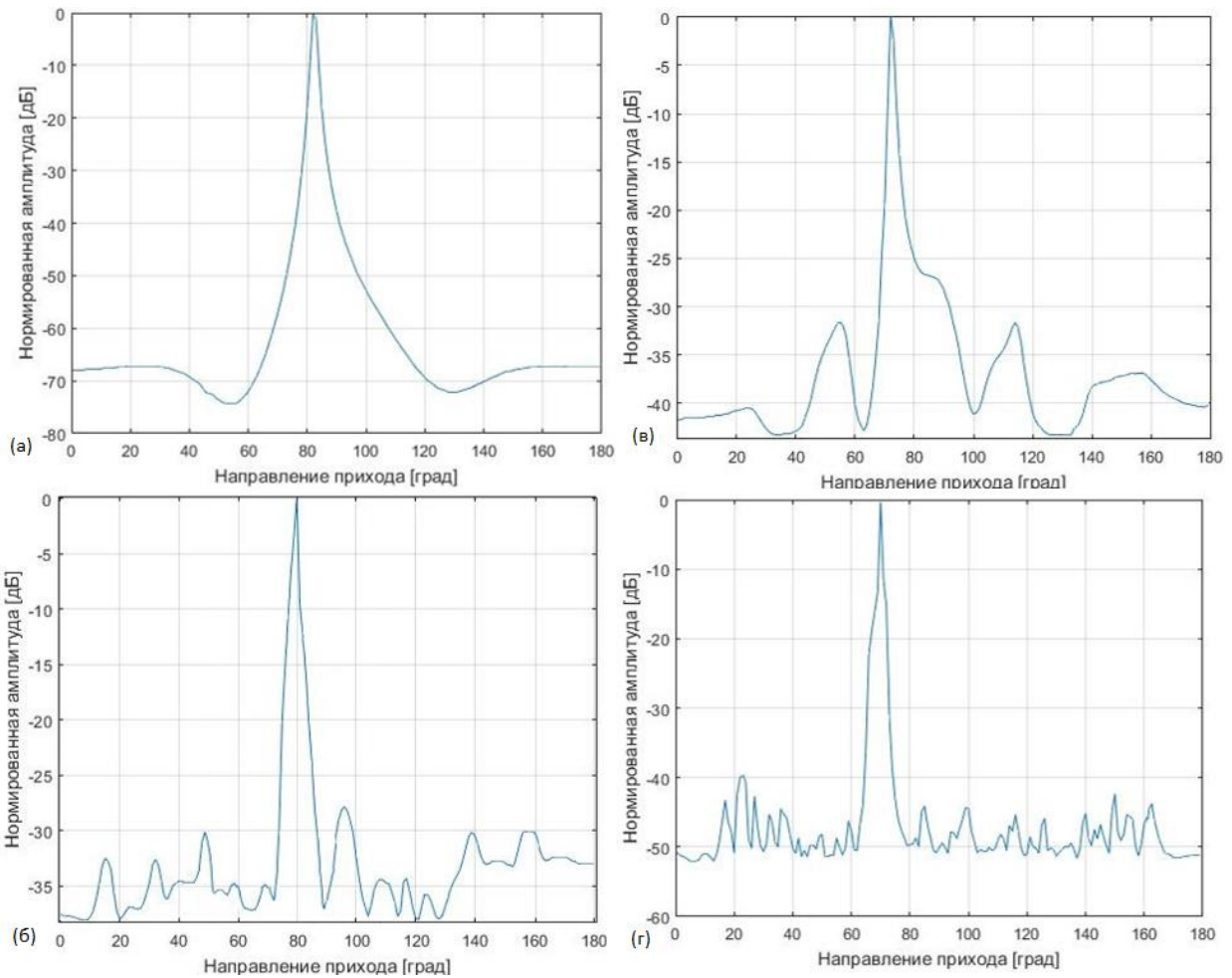


Рисунок 2 – Нормализованная пеленгационная характеристика, графически изображена как функция направления прихода сигнала. Моделирование рассматривает распространение 10 СШП импульсов в свободном пространстве с ОСШ 10 дБ. Предложенная система использует AP с 5 элементами: (а) $d=5$ см, (б) $d=20$ см, (в) $d=10$ см и (г) $d=50$ см с 10 каналами.

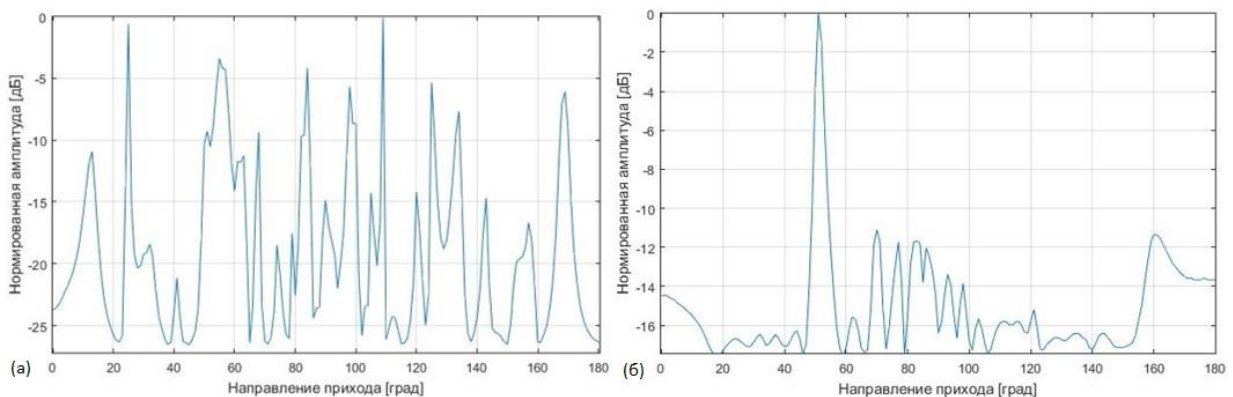


Рисунок 3 – Нормализованная пеленгационная характеристика, графически изображена как функция направления прихода сигнала. Моделирование рассматривает распространение 10 СШП импульсов в свободном пространстве с ОСШ -10 дБ. Предложенная система использует AP с 5 элементами $d=30$ см с: (а) $M=4$, (б) $M=10$ каналами.

Как изложено в [4], многолучевое распространение сигналов СШП систем связи может быть смоделировано как импульсная характеристика канала (ИХК). Здесь модель используется для моделирования полученного сигнала в предложенной системе. Предполагается, что каждый приемный канал обладает уникальной ИХК. Результат этого моделирования по сравнению с многолучевым случаем показан на рисунке 5. Можно заметить, что уровень шума пеленгационной функции выше при многолучевом распространении. Заметим, что оценка может быть ошибочной, если параметры системы установлены неправильно.

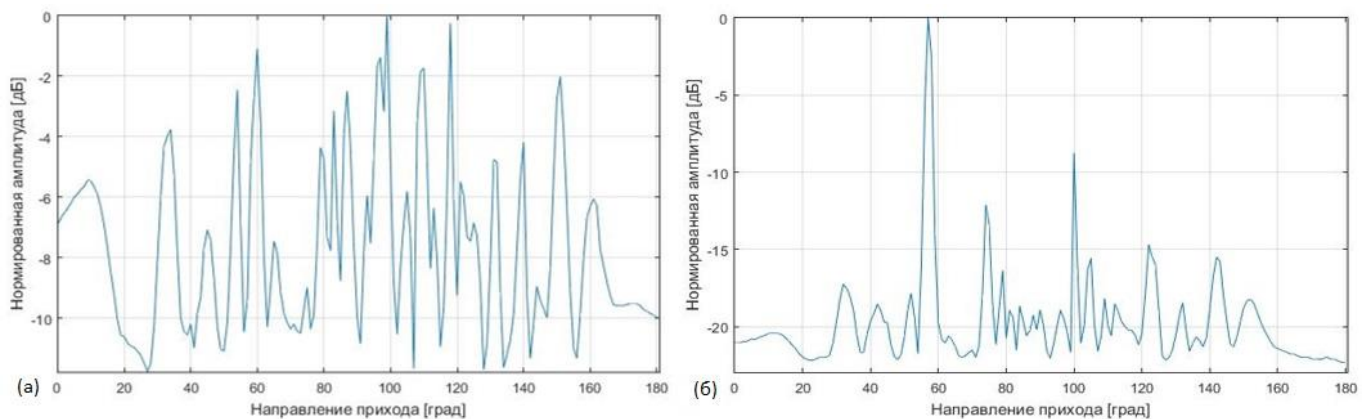


Рисунок 4 – Нормализованная пеленгационная характеристика, графически изображена как функция направления прихода сигнала. Предложенная система использует АР с 5 элементами $d=30$ см с формирователем с 10 каналами. Моделирование рассматривает распространение: (а) 10, (б) 50 СШП импульсов в свободном пространстве с ОСШ -10 дБ.

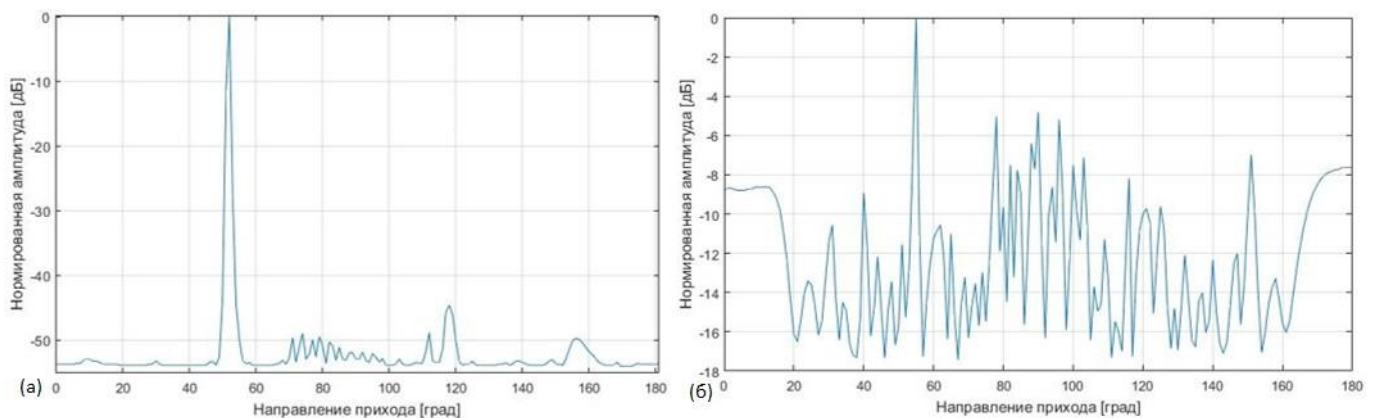


Рисунок 5 – Нормализованная пеленгационная характеристика, графически изображена как функция направления прихода сигнала. Моделирование рассматривает распространение 100 СШП импульсов в: (а) многолучевая свободная и (б) многолучевая плотная среда с ОСШ 10 дБ. В свободном пространстве с ОСШ -10 дБ. Предложенная система использует АР с 5 элементами $d=30$ см с формирователем с 30 каналами.

В этой статье рассмотрен новый метод СШП пеленгации, использующий цифровой каналобразующий приёмник. Метод эффективно обеспечивает хорошую оценку направления прихода СШП сигнала источника, используя архитектуру приёмника с АЦП с низкой частотой дискретизации. Полная система СШП связи для работы в условиях многолучевого распространения от передатчика до приемника рассмотрена в моделировании. Результаты показывают, что метод успешно определяет направление прихода сигнала СШП.

Список литературы

1. Хохлов В.К. Обнаружение, распознавание и пеленгация объектов в ближней локации. Москва: издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2005, 336 с.
 2. Автономные информационные и управляющие системы: в 4 т./ Ю.М. Астапов, А.Б. Борзов, А.К. Ефремов [и др.]; под ред. А.Б. Борзова. – М.: ООО НИЦ «Инженер», ООО «Онико-М», 2011. Т.1. -468с.-С. 5-293.
 3. M. G. M. Hussain, "Principles of space-time array processing for ultrawide-band impulse radar and radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 51, pp. 393-403, May 2002.
 4. J. Foerster (editor), "Channel Modeling Sub-committee Final Report," IEEE 802.15-02/490
 5. W. Namgoong, "A channelized digital ultrawideband receiver," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, pp. 502-510, May 2003.
 6. K. P. Chong and S. H. Zak, An Introduction to Optimization, chapter 19. New York: Wiley and Sons, 1996.
-