

Структура экспериментального образца сверхширокополосного короткоимпульсного радиолокатора

В.А. Сарычев, М.В. Головачев, А.В. Кочетов, О.С. Миронов, П.С. Панфилов,
И.М. Хомяков

В статье рассматривается структурная схема сверхширокополосного короткоимпульсного радиолокатора (СКИ РЛС), приводятся некоторые характеристики отдельных блоков, результаты электродинамического моделирования и испытаний.

UWB radar's block diagram is considered, some characteristics of separate units, results of electrodynamic modeling and tests are given.

В настоящее время резко возрос интерес к широкополосным и сверхширокополосным сигналам типа импульсов очень короткой длительности (порядка нано- и пикосекунд). С использованием сверхширокополосных (СШП) сигналов удалось реализовать информационные технологии, которые вообще не имеют конструктивных аналогов в рамках традиционных подходов. Важность данной проблематики подчеркивает тот факт, что сегодня любая конференция по электросвязи обязательно организует секцию по использованию сверхширокополосных сигналов. То же самое можно сказать о радиолокации, электромагнитной совместимости и радиоэлектронной борьбе. Кроме того, с 2003 года проводится всероссийская научная конференция "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике" [1, 2, 3]. Важность исследования сверхширокополосных сигналов так же подчеркивает часто цитируемое заключение американских стратегов: «Страна, первой вышедшая на широкое использование технологий сверхширокополосной короткоимпульсной электродинамики, получит качественное преимущество перед другими, особенно заметное в военной области». Ход развития радиоэлектронных средств за последние года убеждает в правоте этого утверждения.

Область применения СШП технологии поистине огромна.

В первую очередь это электросвязь [4, 5]. В последнее время электросвязь стала самой значительной и быстроразвивающейся областью радиоэлектроники. Это, конечно, связано с бурным развитием цифровой техники и с еще более бурным спросом на портативные устройства вроде мобильных телефонов, карманных компьютеров и т.д. Так же, в последнее время, на прилавках магазинов все чаще стала появляться беспроводная компьютерная периферия. Преимущества подобных систем очевидны: мобильность периферийных устройств, удобство их подключения, отсутствие проводов, занимающих место на рабочем столе. Таким образом бурный рост числа устройств, каждое из которых работает в одном, а то и в нескольких частотных диапазонах сразу, в скором времени приведет к жесткому дефициту спектральных ресурсов, который начинает ощущаться уже сейчас.

Именно здесь на передний план выходит технология СШП радиосвязи, основанная на излучении коротких импульсов в огромной диапозоне. При этом, излученный спектр практически равномерно размещен в полосе частот в несколько гигагерц и подобен «белому» шуму. Таким образом, СШП сигнал не оказывает воздействия на традиционные узкополосные системы и даже на системы с расширенным спектром. В свою очередь, сигналы традиционных систем можно рассматривать как узкополосную помеху, которая не сможет вывести из строя весь канал.

Со спектром СШП сигнала связана еще одна его особенность - возможность скрытой связи. Любое стандартное приемное устройство сможет принять лишь очень малую часть излученного сигнала, которая, как правило, будет ниже уровня

естественного шума. Поэтому даже сам факт существования канала связи не может быть обнаружен, не говоря уже о его расшифровке. Сегодня в США фирмой Time Domain Systems (TDS) продемонстрирована армейская связная система с криптозащитой, которая исключает даже теоретическое прослушивание радиоканала.

Незаменимы СШП радиосигналы и в области радиоэлектронной борьбы. Это связано с тем, что СШП импульсное излучение имеет существенно большую проникающую способность, чем любые другие типы радиосигналов. Широкий спектр сигналов повышает вероятность блокировки или уничтожения схем или их отдельных узлов вследствие эффектов резонанса. Большие уровни импульсной мощности позволяют наводить импульсные сигналы, соизмеримые с сигналами внутренней синхронизации «умных» систем, и осуществлять непосредственное воздействие на «мозг» системы, вызывая серьезные нарушения в ее работе.

Однако, все вышеперечисленные свойства прекрасно подходят для использования в сверхширокополосном радиолокаторе [6, 7, 8]. В физическом смысле СШП радиолокация ничем не отличается от стандартных технологий радиолокации, применяемых сегодня. Основной особенностью этого типа радиолокации является использование нового типа СШП импульсного сигнала без несущей частоты, который и определяет все ее новые свойства. Радиолокация с использованием СШП радиосигналов удовлетворяет всем основным современным требованиям: высокое пространственное разрешение цели вплоть до получения ее радиоизображения; высокая скрытность процесса радиолокации; предельно достижимая помехозащищенность; нейтрализация новейших технологий «радионевидимости» типа «Стелс».

В данной статье приведено описание широкополосной когерентной РЛС, у которой в качестве передатчика используется генератор СКИ. Принцип работы такой РЛС поясняется на рис.1.

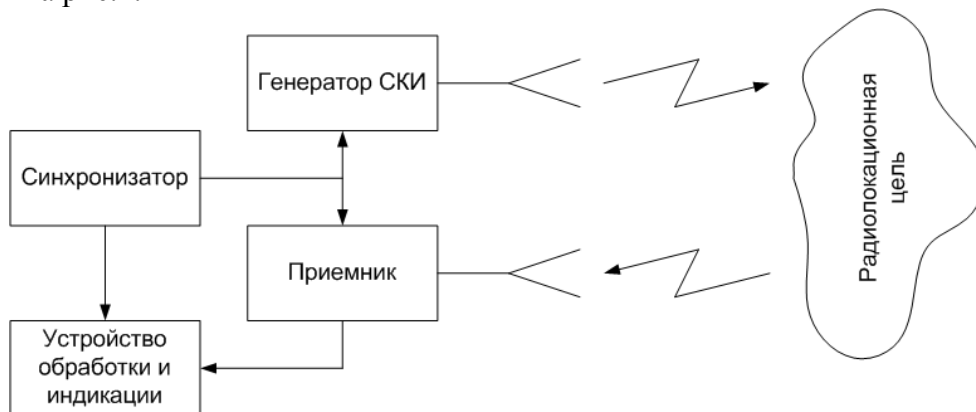


Рис.1. Принцип действия СКИ РЛС

Как видно, базовый принцип функционирования СКИ РЛС ничем не отличается от работы традиционных РЛС с монохроматическим сигналом. Попробуем теперь подробно пройти практически по каждому блоку такого радиолокатора и показать сходство и различия в его работе по сравнению с традиционными узкополосными радиолокационными системами.

Генератор СКИ

В качестве передатчика в данной радиолокационной системе используется генератор СКИ. Внешний вид передатчика приведен на рис.2. Форма импульса, вырабатываемая передатчиком, приведена на рис.3.

В таблице 1 приведены параметры передатчика СКИ РЛС.



Рис. 2. Внешний вид передатчика СКИ РЛС.

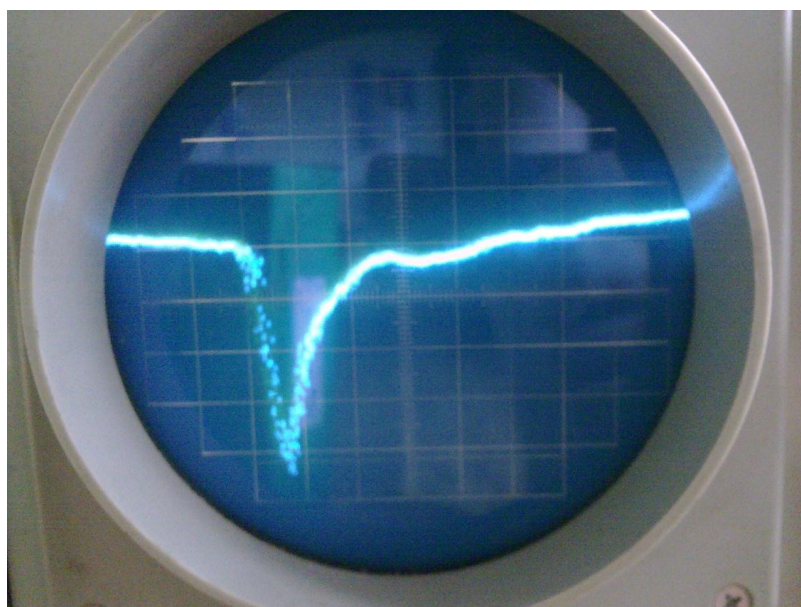


Рис. 3. Форма импульса передатчика СКИ РЛС, сопротивление нагрузки 50 Ом

Таблица 1. Параметры генератора СКИ

Амплитуда импульса, В	700
Длительность импульса (по уровню 0,5), нс	1
Длительность переднего фронта, нс	0,5
Длительность заднего фронта, нс	4
Амплитуда импульса запуска, В	5
Длительность импульса запуска, мкс	1
Напряжение питания, В	48

Частота повторения зондирующих импульсов, мгц	≤ 1
---	----------

Такой импульс для простоты математического моделирования, анализа и дальнейшего изложения, условно можно аппроксимировать гауссовским.

Антенна

Сформированные импульсы через фидерный тракт попадают на вход антенной системы, которая, согласно уравнениям Максвелла, формирует в пространстве импульсное электромагнитное поле. В качестве антенны для СКИ радиолокатора была выбрана зеркальная антенна с облучателем в виде элемента Вивальди (рис. 4).



Рис. 4. Антенная система экспериментального образца СКИ РЛС

В режиме излучения импульсных сигналов, антенна не может быть полностью описана традиционными способами. В первую очередь, это касается свойств направленности антенны. Ведь под разными углами такая антенна излучает импульсы разной формы

Выходом в данной ситуации может стать использование пространственно-временной диаграммы направленности [9] (рис. 5), которая строится как набор огибающих импульсов, излучаемых антенной под различными углами. Такая диаграмма направленности имеет центральный максимум, соответствующий временному моменту пика импульса в главном направлении, а так же четыре пространственно-временных образования, имеющие форму усов. Эти «усы» имеют такое же паразитное значение, как боковые лепестки в традиционной, узкополосной диаграмме направленности.

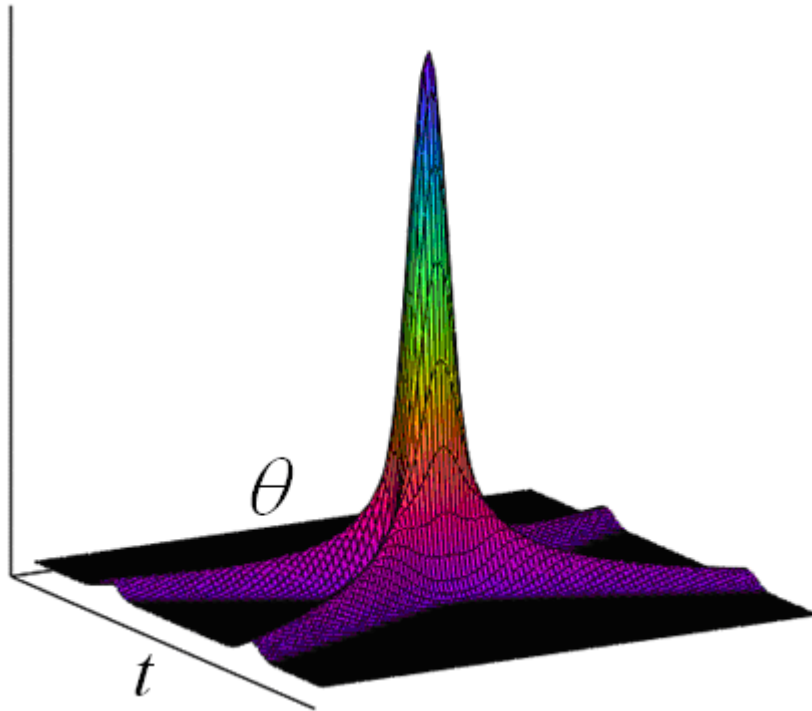


Рис. 5. Пространственно-временная диаграмма направленности.

В результате, ширина диаграммы направленности может быть оценена приблизительно в 5 градусов.

Отражение от цели

Рассмотрим, например, процесс отражения плоской электромагнитной волны, падающей нормально на плоскую пластинку из идеального металла [10] (рис. 6). Волна, падая на пластинку, возбуждает на ее поверхности поверхностные электрические токи, которые, в свою очередь становятся источником вторичного электромагнитного поля, меняющегося по закону производной от тока. Про моделируем такую ситуацию в пакетах электродинамического моделирования CST Microwave Studio и XFDTD, задав изменение амплитуды падающего поля в виде моноцикла Гаусса. Результат такого моделирования представлен на рис. 7.

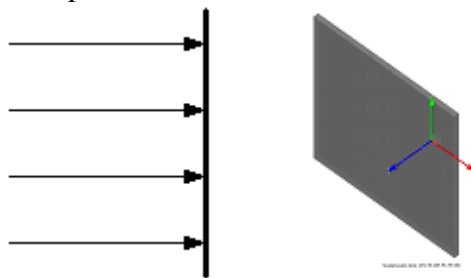


Рис. 6. Отражение от плоской пластинки

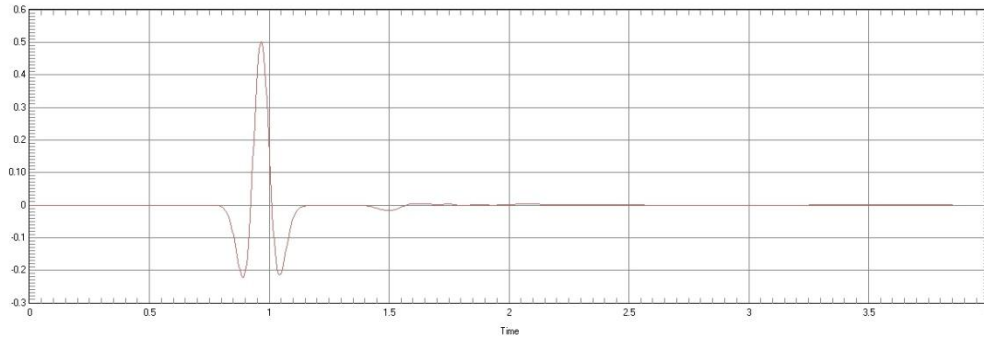


Рис. 7. Импульс, отраженный от плоской пластинки

Теперь рассмотрим процесс отражения от двугранного уголка (рис. 8). Зададим закон изменения амплитуды падающего поля, как и в предыдущем случае в форме моноцикла Гаусса. Результат моделирования, представлен на рис. 9.

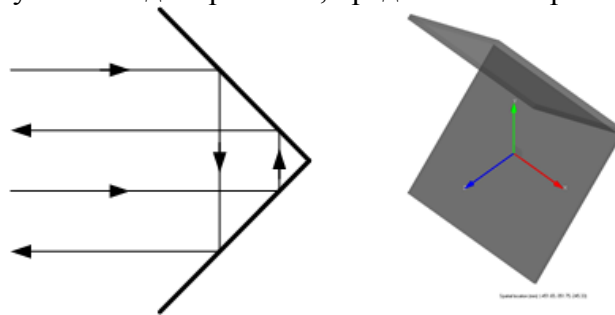


Рис. 8. Отражение от двугранного уголкового отражателя

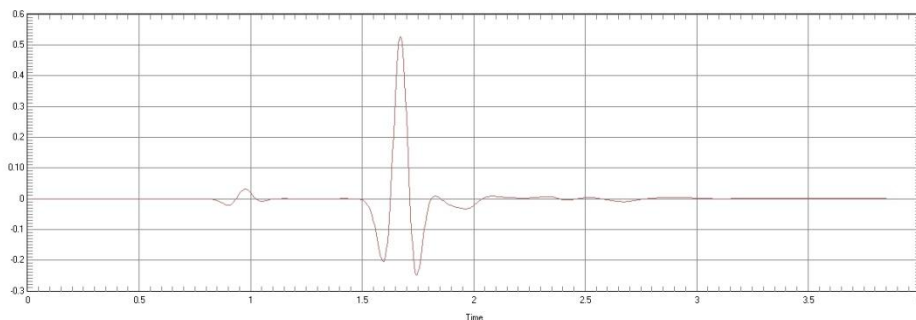


Рис. 9. Форма импульса, отраженного от двугранного уголкового отражателя

Как видно, форма импульса практически не изменилась и представляет собой, как и в предыдущем случае, производную падающего импульса. Это можно объяснить таким образом: волна падает на одну из граней уголка, возбуждает на ней поверхностные электрические токи, которые в свою очередь, являются источником вторичного электрического поля. Это поле распространяется по направлению ко второй грани уголка, которая для первой находится в ближней зоне. Поле в ближней зоне состоит из нескольких слагаемых, амплитуда которых падает обратно пропорционально расстоянию и его степеням. На таком небольшом расстоянии превалирует составляющая электромагнитного поля, меняющаяся по закону тока, протекающего на поверхности первой пластины. Таким образом, дифференцирование на таком малом расстоянии не происходит. Ситуация меняется, если разделить две грани уголка и удалять их друг от друга (рис. 10). На рис. 11 и 12 представлены результаты моделирования для граней, отстоящих друг от друга на расстояние d равное 100 и 200 мм соответственно.

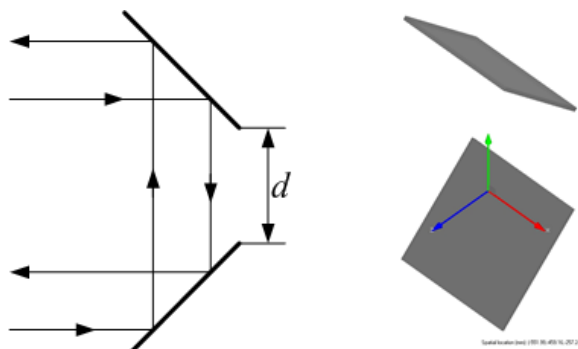


Рис. 10. Отражение от двух граней

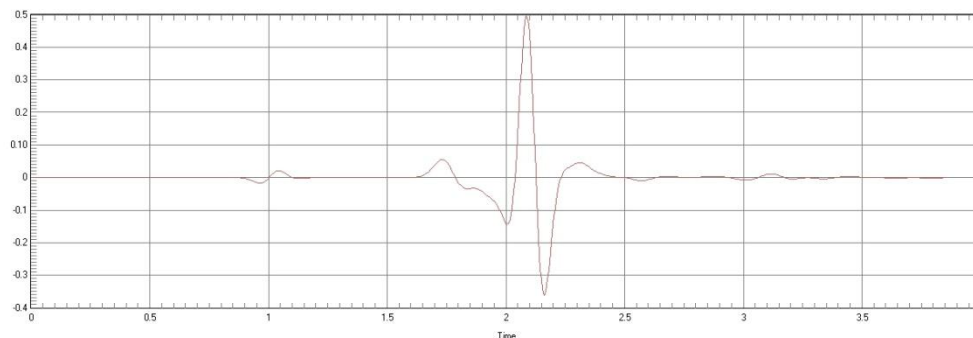


Рис. 11. Форма отраженного импульса ($d = 100$ мм.)

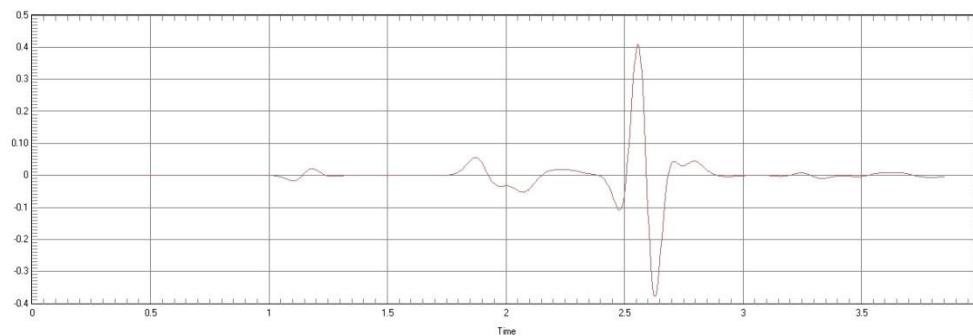


Рис. 12. Электрическое поле отраженной волны ($d = 200$ мм.)

Как видно, амплитуда поля, принимает форму второй производной падающего импульса при удалении пластин друг от друга. Преобладающей становится компонента поля, падающая обратно пропорционально расстоянию, то есть, вторая пластинка переходит в дальнюю зону первой.

Аналогичная ситуация при анализе трехгранного уголка. В «собранном» варианте (рис. 13, а) отраженная волна так же имеет форму первой производной тока. Если же пластинки разнести в пространстве (рис. 13, б), то амплитуда отраженного поля будет иметь форму третьей производной, что и продемонстрировано на рис. 14 и 15.

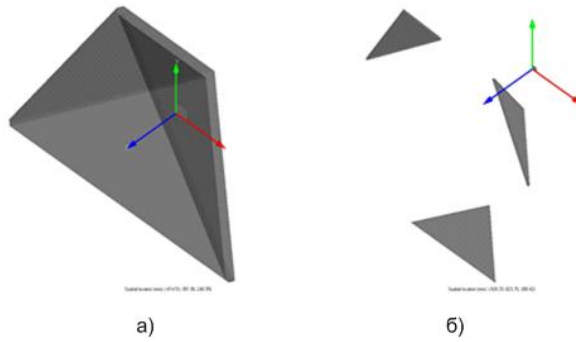


Рис. 13. а) собранный уголкового отражателя; б) три разделенные грани

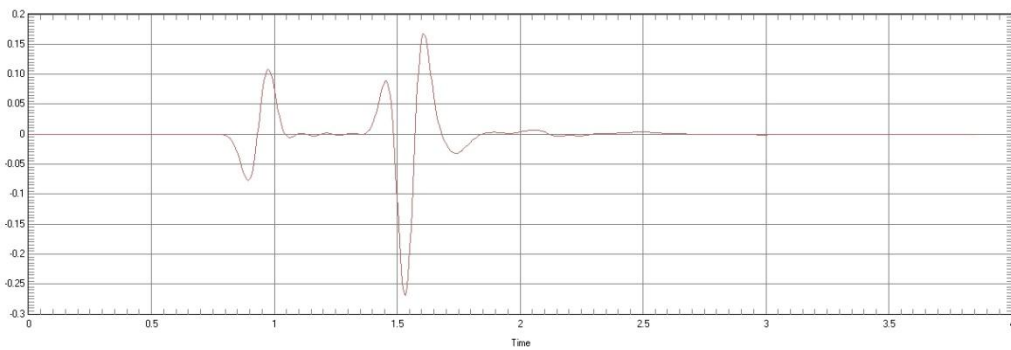


Рис. 14. Сигнал, отраженный от трехгранного уголкового отражателя

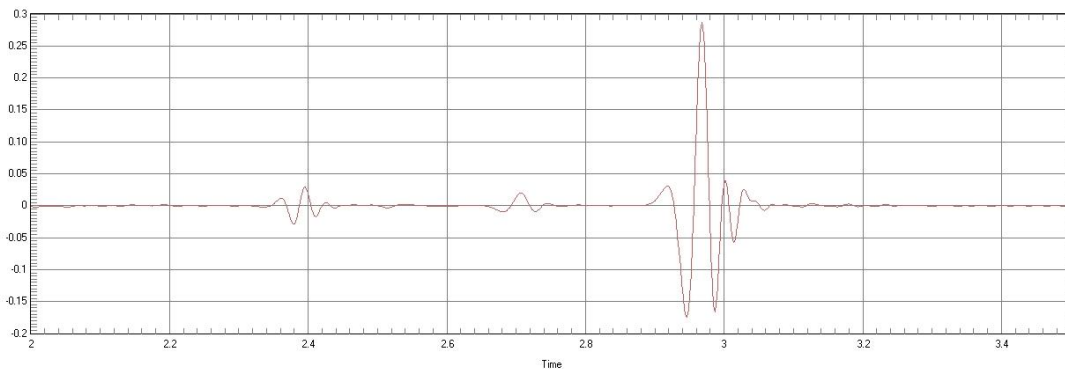


Рис. 15. Сигнал, отраженный от трех граней

Таким образом, если изобразить весь процесс радиолокационного зондирования цели с использованием зеркальной антенны в режиме излучения/приема СКИ, то он будет выглядеть следующим образом (рис. 16):

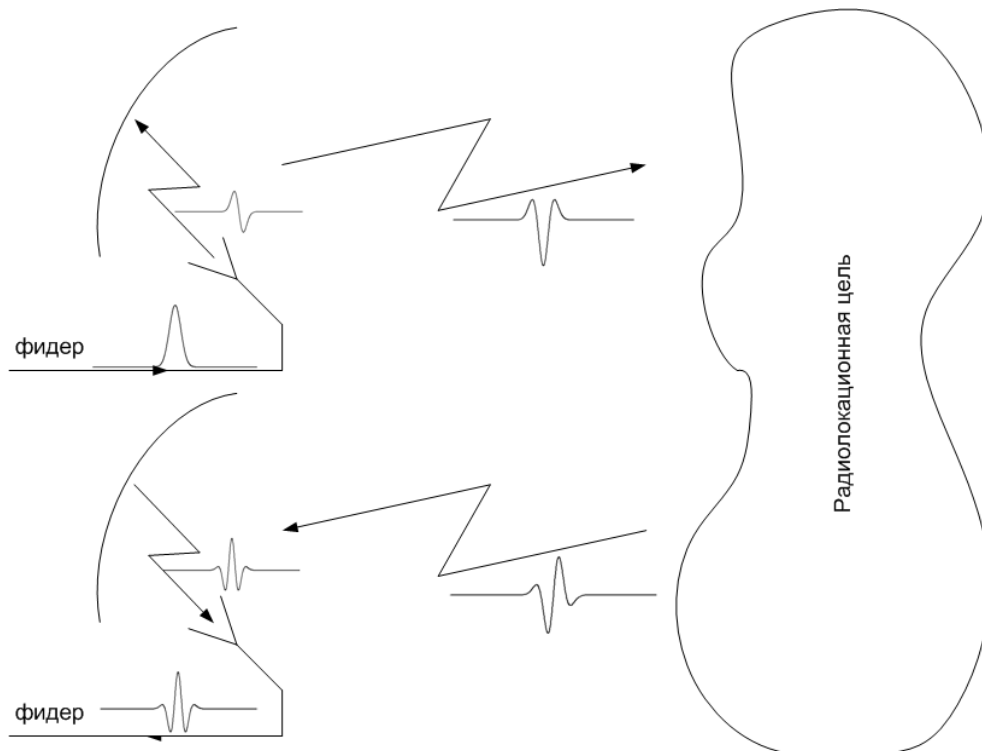
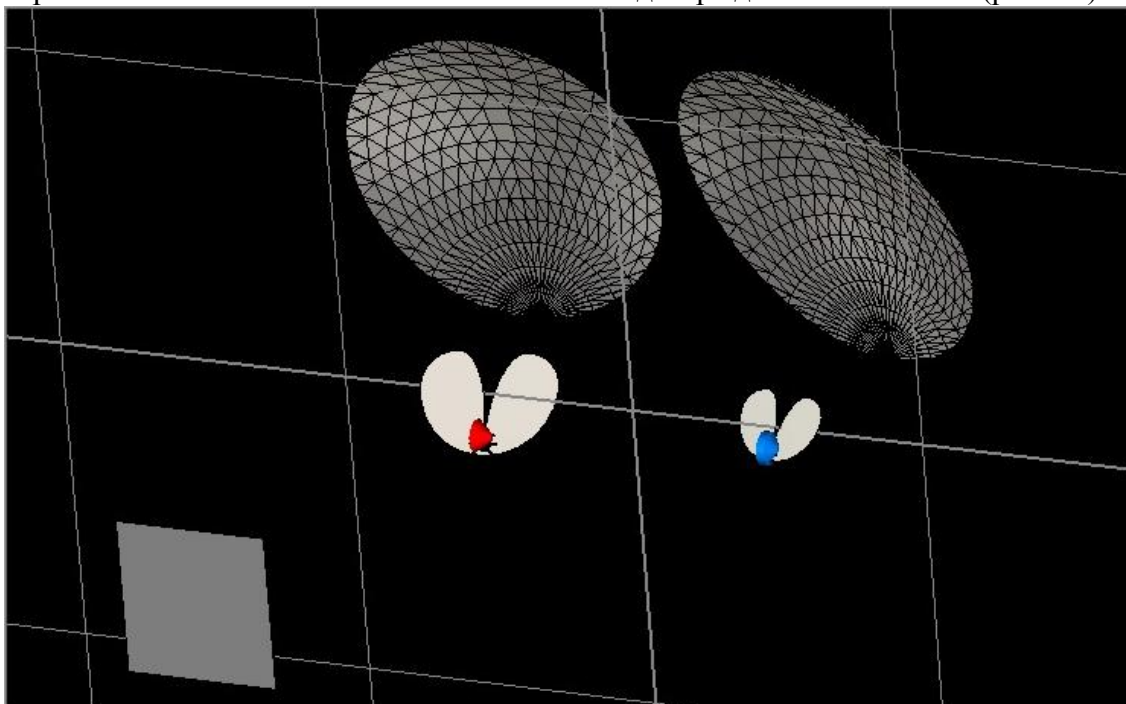


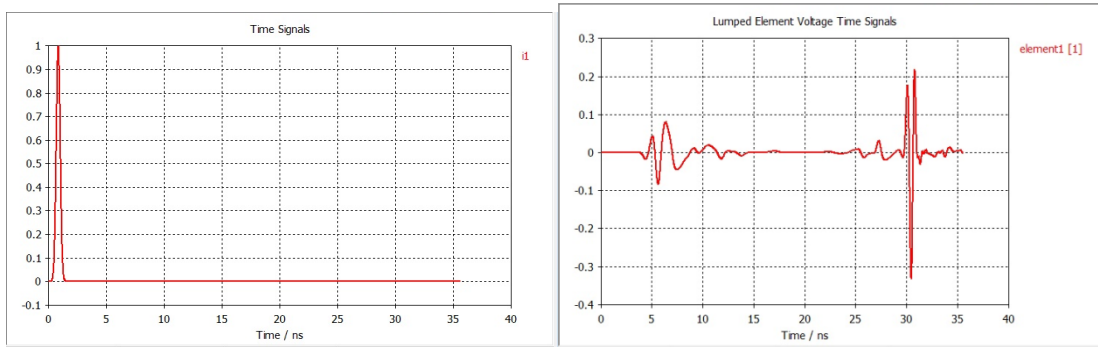
Рис. 16. Радиолокационное СКИ зондирование цели

Сигнал в форме гауссовского импульса через фидер попадает на вход облучателя антенны. При его излучении, облучатель производит дифференцирование сигнала, согласно уравнениям Максвелла. При отражении от зеркала, происходит повторное переизлучение и в пространстве формируется вторая производная исходного импульса. Радиолокационная цель формирует после переотражения третью производную, а зеркало при приеме – четвертую, которая и проходит в приемный фидерный тракт.

Результаты машинных расчетов в пакетах программ электродинамического моделирования CST Microwave Studio и XFDTD подтверждают изложенное (рис. 17)



а)



б)

Рис. 17. Численное электродинамическое моделирование работы СКИ РЛС. а) - взаимное расположение антенн и РЛ отражателя; б) - вид сигнала передатчика и вид сигнала на входе приемника

При этом, каждое последующее дифференцирование смещает центральную частоту спектра радиолокационного сигнала вверх приблизительно на 10-12% от ширины спектра, которая остается неизменной при дифференцировании (рис. 18).

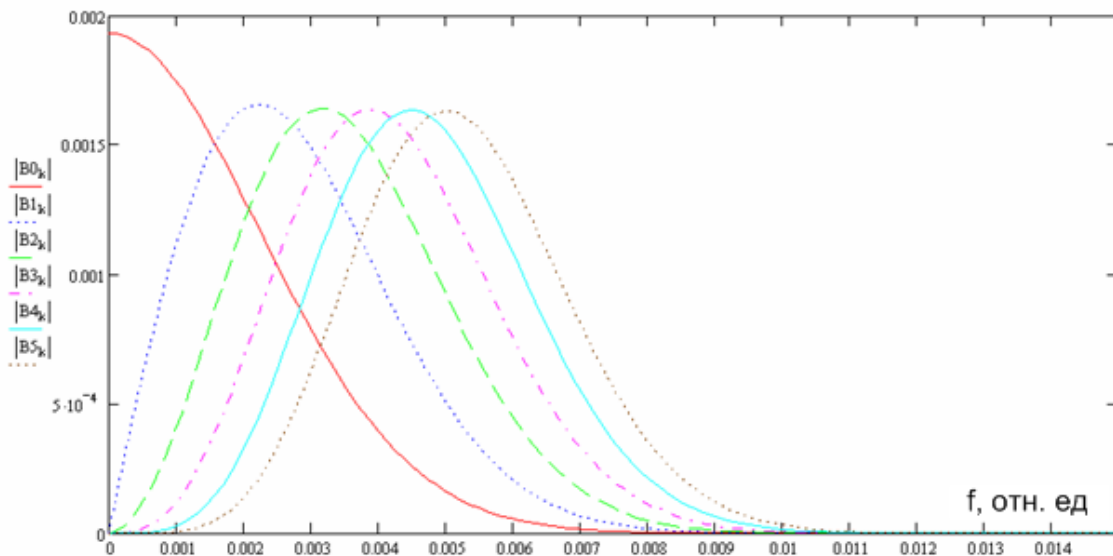


Рис. 18. Сравнение спектров дифференцированных сигналов.

Приемник

Таким образом, при возбуждении антенны РЛС коротким видеоимпульсом, в процессе распространения и переотражения электромагнитных волн в свободном пространстве, на пути к цели и обратно в ток на выходе приемной антенны будем пропорционален N-й производной от возбуждающего тока в антенне передатчика. Количество производных зависит от конструкции антенны (простой излучатель, зеркальная антенна, двухзеркальная антенна), количества переотражений электромагнитной волны на пути распространения к цели (дифракция), переотражений от элементарных рассеивателей, которые находятся в районе цели и т.д.

Все вышеизложенные материалы дают возможность сформировать полноценную структуру СКИ РЛС как это показано на рис. 19.

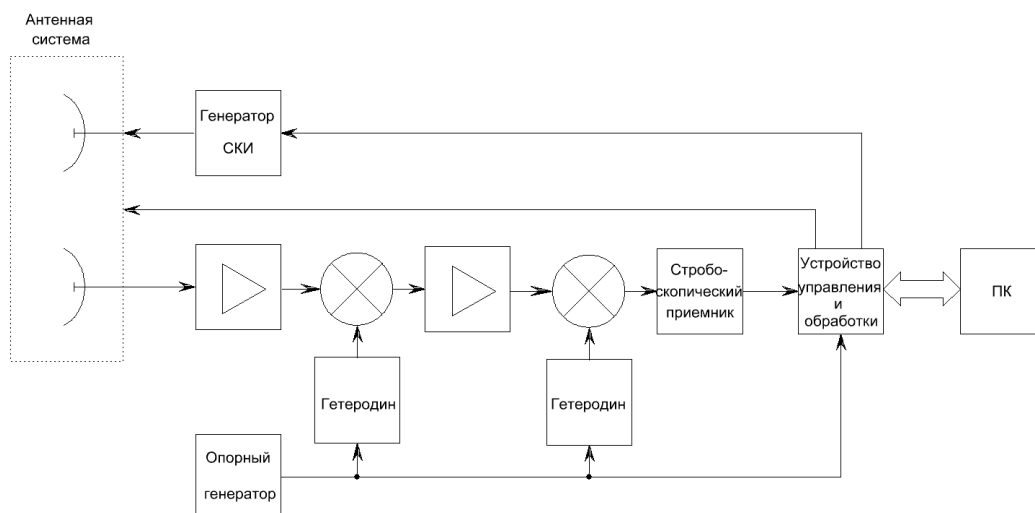


Рис.18. Структурная схема СКИ РЛС.

Для повышения чувствительности приемного тракта и возможности когерентной обработки принимаемых сигналов приемная часть выполнена по схеме двойного (инфрадинного) преобразования частоты. При этом, если выбрать частоту гетеродина достаточно большой, сигнал потеряет свое свойство сверхширокополосности, а значит может быть усилен традиционными средствами сантиметровой или миллиметровой техники. К фазе опорного генератора привязаны фазы двух гетеродинов, обеспечивающих инфрадинный перенос частот, и запуск генератора СКИ. Такая схема построения РЛС обеспечивает распределение усиления в приемном тракте - в УВЧ, УПЧ и ВУ и высокую чувствительность устройства. Обеспечивается и возможность когерентной обработки принимаемых импульсов с учетом фазы отраженных эхосигналов.

Квадратурная обработка принимаемых импульсов может быть получена либо параллельным приемом квадратурных компонент сигнала, либо последовательным приемом \sin / \cos - составляющих.

Прием и обработка РЛ сигналов производится на стробоскопический преобразователь, сопряженный с персональным компьютером.

Обработка и индикация

Прием и обработка РЛ информации в макете СКИ РЛС осуществляется под управлением ПК.

Программа позволяет снимать сигналы, принимаемые антенным трактом, производить их вторичную обработку и выводить их графическое отображение на экран.

Программа дает возможность установить параметры проводимого измерения, такие как шаг сканирования, количество точек дискретизации измерения по дальности и точек накопления. С ее помощью осуществляется поворот антенны в автоматическом и ручном режиме, что дает возможность проводить измерения на интересующем углу обзора и снимать полную радиолокационную картину.

В автоматическом режиме производится снятие информации впредь до окончания накопления по заранее установленным параметрам. Режим сканирования производит снятие сигналов с требуемым накоплением на определенном секторе обзора с заданным шагом поворота антенны.

Динамически изменяющийся график является отображением оцифрованного сигнала, снимаемого со стробоскопического приемника (рис. 19).

Программа позволяет отобразить сигналы по выбираемому углу в виде функций времени и частоты, подключить интересующий нас фильтр и вывести результат фильтрации на экран (рис. 20). Предоставляется выбор из фильтров нижних и верхних частот, полосового, режекторного фильтров и фильтра Габора. Фильтр Габора производит оконное преобразование сигнала гауссовским окном в частотной области.

Результаты проведенных экспериментов показывают, что фильтр Габора близок к оптимальному для коротких импульсов и лишь на 3 дБ уступает согласованной фильтрации по характеристике появления ошибочных битов (BER) [11].

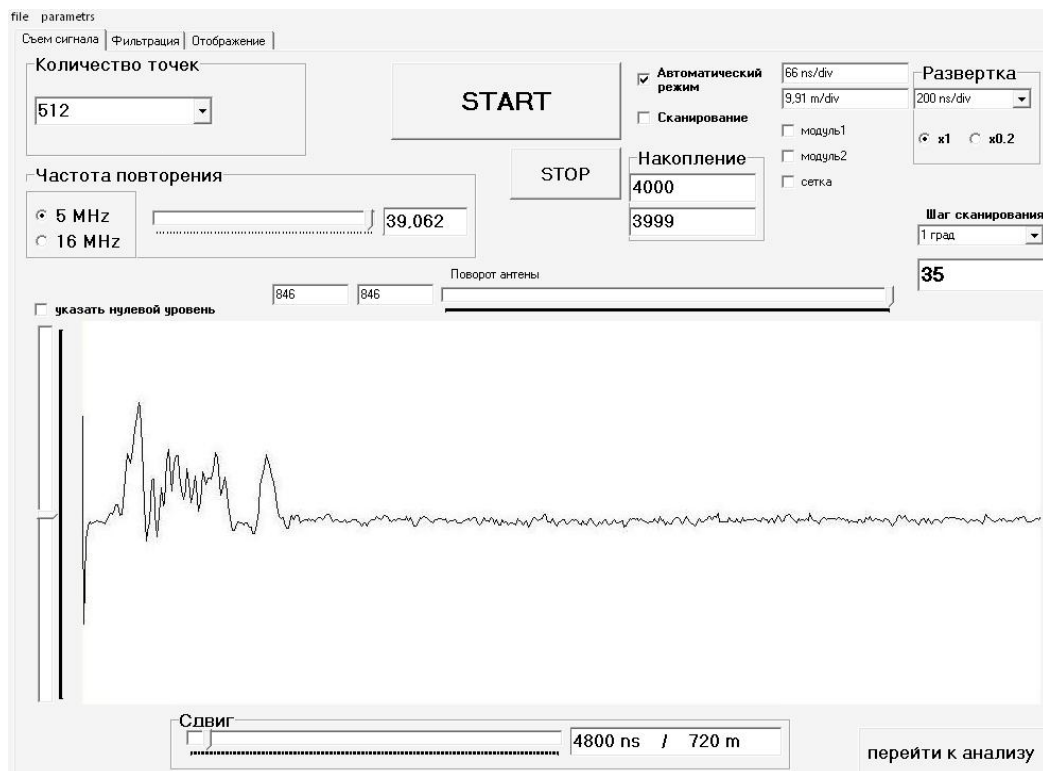


Рис. 19. Прием сигнала

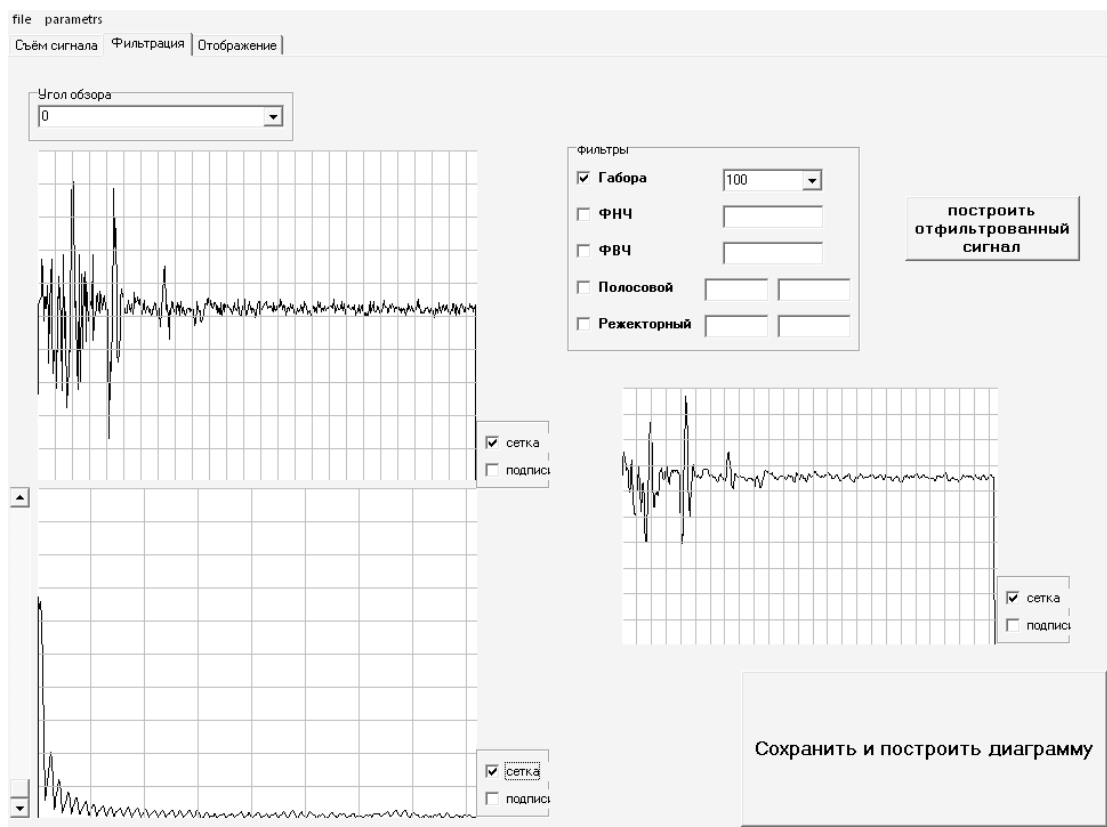


Рис.20. Фильтрация

Окончательным результатом является построенная радиолокационное изображение (рис. 21). В программе присутствуют панели выбора контрастности отображаемой радиолокационной картины и выбора функции временного усиления. В качестве функций временного усиления используется функция логарифма по времени, возводимая в требуемую степень. Использование данных панелей дает возможность пронаблюдать цели, находящиеся на большем удалении.

Программа позволяет добавлять на радиолокационную картину передвижные линии пересечения, которые дают возможность просмотреть сигналы по выбранным дальности и направлению.

Программа позволяет работать с матрицей сигналов, которая была снята в предыдущих сессиях открытия программы. Универсальность формата, в котором сохраняется матрица сигналов, дает возможность продолжать работу с информацией, снятой с радиолокатора, в любых интересующих математических пакетах.

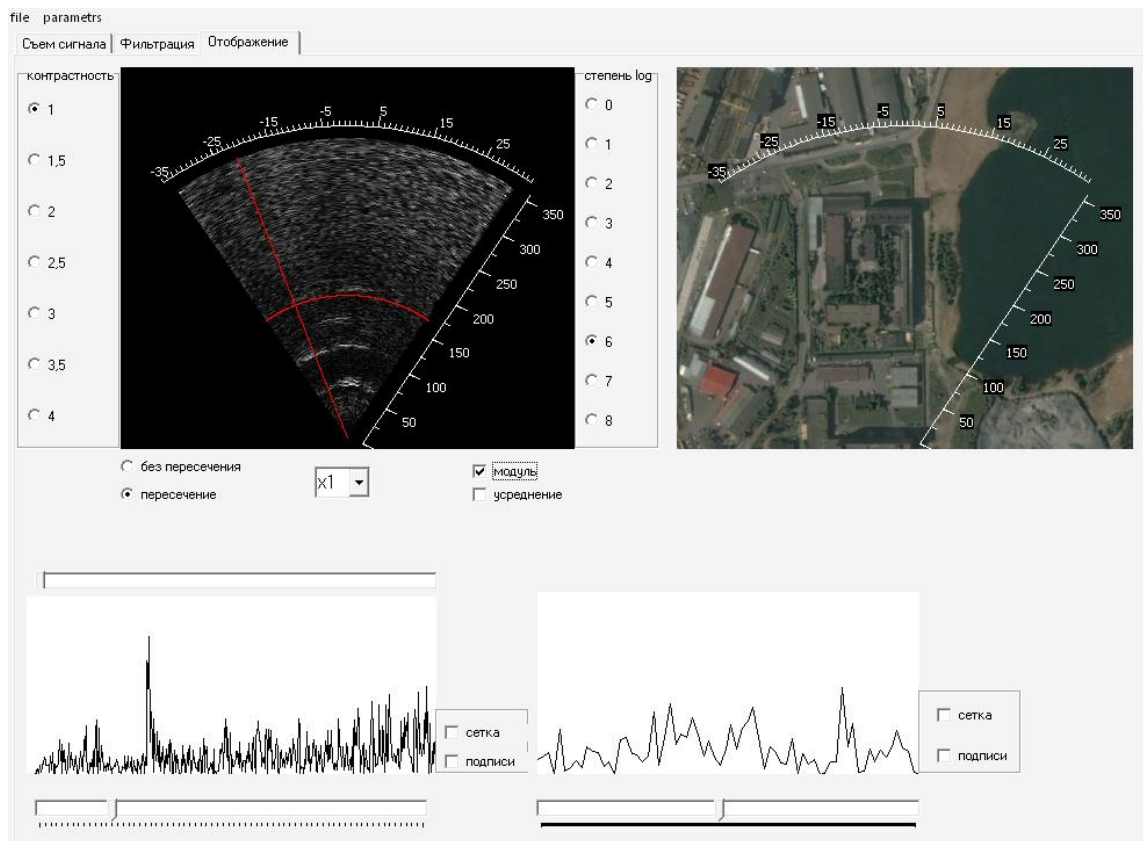


Рис.21. Отображение радиолокационной информации

В заключении следует отметить, что экспериментальный образец СКИ РЛС ДМВ работает в очень тяжелых условиях помеховой обстановки, - сигнал РЛС занимает полосу 400-1000 МГц и принимает практически все сигналы передатчиков, работающих в этом диапазоне: это телевизионные передатчики 21-69 каналов, передатчики сотовой связи и другие.

Поляризационные параметры короткоимпульсных РЛ сигналов

Подход к определению поляризационного состояния сигналов по [12] базируется на преобразовании Гильберта. Итак, пусть есть полностью поляризованный сигнал $\underline{E}(t) = s_1(t) + js_2(t)$, где линейно поляризованные ортогональные компоненты $s_1(t)$ и $s_2(t)$ определены ($j = \sqrt{-1}$ здесь оператор пространственного поворота на $\pi/2$), и нужно определить его поляризационные параметры, являющиеся характеристиками поляризационного состояния сигналов. Представим поляризационные компоненты $s_1(t)$ и $s_2(t)$ в форме:

$$s_1(t) = A_1(t) \cos \Phi_1(t) \text{ и } s_2(t) = A_2(t) \cos \Phi_2(t). \quad (1)$$

Огибающая и фаза поляризационных компонент определяется по ставшей традиционной технологии - через их гильбертанты [13]:

$$h_1(t) = H[s_1(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_1(\tau)}{t - \tau} d\tau, \quad h_2(t) = H[s_2(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s_2(\tau)}{t - \tau} d\tau,$$

в соответствии с соотношениями:

$$A_1(t) = \sqrt{s_1^2(t) + h_1^2(t)} \quad \Phi_1(t) = \arctg \frac{h_1(t)}{s_1(t)}$$

$$A_2(t) = \sqrt{s_2^2(t) + h_2^2(t)} \quad \Phi_2(t) = \arctg \frac{h_2(t)}{s_2(t)}$$

С помощью амплитуд и фаз компонент можно оценить характеристики:

$$\gamma(t) = \arcsin \frac{A_2(t)}{\sqrt{A_1^2(t) + A_2^2(t)}} \quad (2)$$

$$\delta(t) = \Phi_2(t) - \Phi_1(t) \quad (3)$$

Для узкополосных сигналов процедуры (2) и (3) приводят к так называемым фазорным параметрам поляризационного состояния [12], которые для гармонических поляризационных компонент одной и той же частоты остаются неизменными во времени, являются полной характеристикой поляризационного состояния сигнала, что и объясняет структуру соответствующих соотношений.

Рассмотрим пример сигнала с непостоянной во времени поляризационной структурой – реполяризованного сигнала. В качестве такого примера может выступать

«поляризованный» Вейвлет Морле, который записывается как $\underline{E}(t) = e^{j\omega t} e^{-\frac{t}{2p}}$ (рис. 22), фазорные параметры которого, вычисленные по приведенному выше алгоритму, представлены на рис. 23.

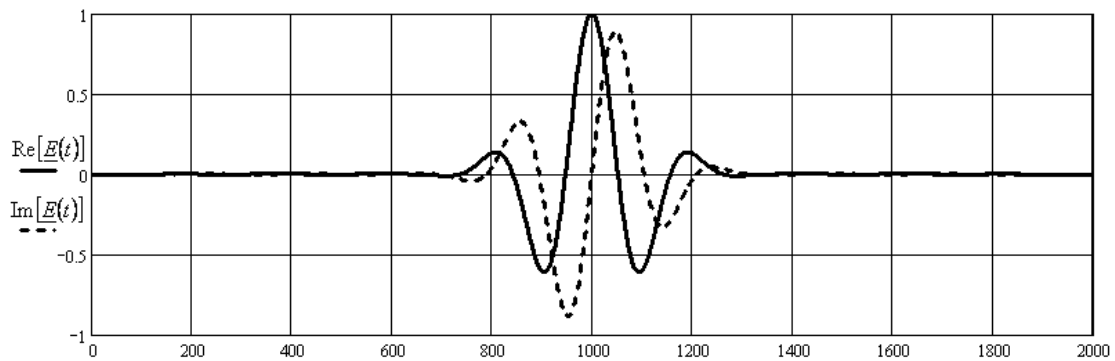


Рис. 22. Действительная и мнимая части вейвлета Морле

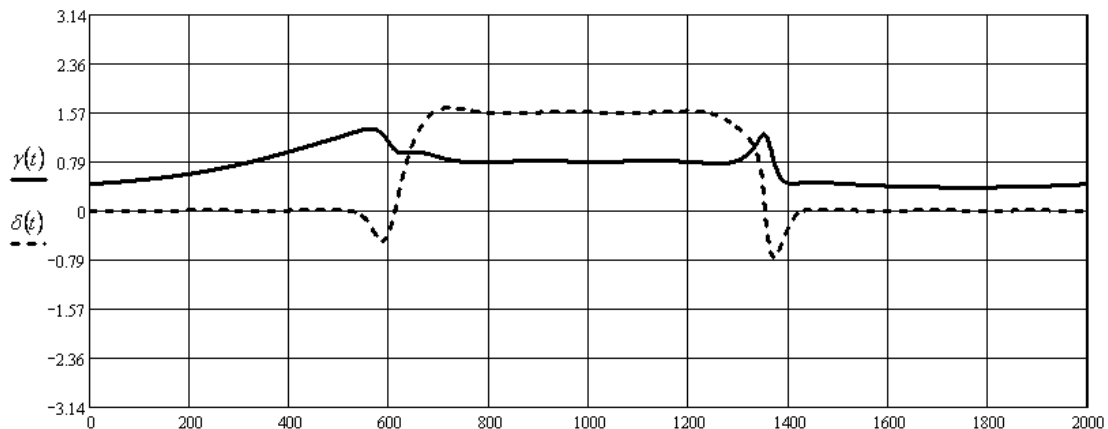


Рис. 23. Фазорные поляризационные параметры для сигнала в виде вейвлета Морле

Сверхширокополосные антенны круговой поляризации

«Трехфазная» антенна круговой поляризации состоит из трех антенны излучателей линейной поляризации. Ими могут выступать любые сверхширокополосные антенны, излучающие импульсные ТЕМ волны, в том числе рупора, излучатели Вивальди, Лалезари и пр., подключенные по схеме рис. 24

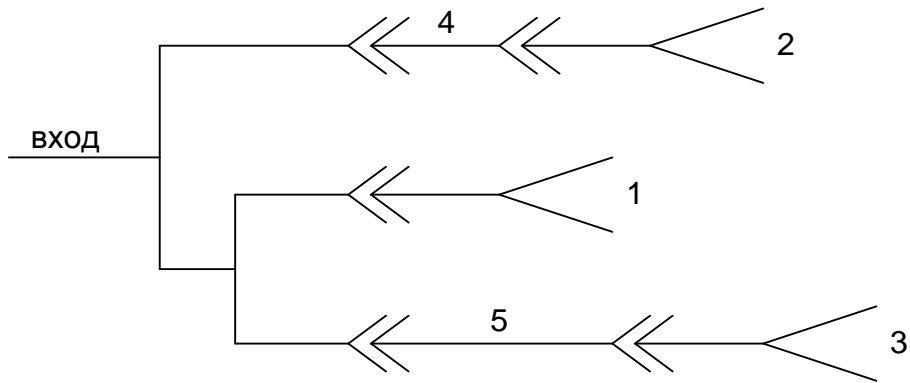


Рис. 24. Схема «трехфазной» антенны круговой поляризации

При этом излучатели 1, 2 и 3 располагаются в пространстве под углами в 120 градусов друг к другу, по аналогии с трехфазным двигателем (рис. 25)

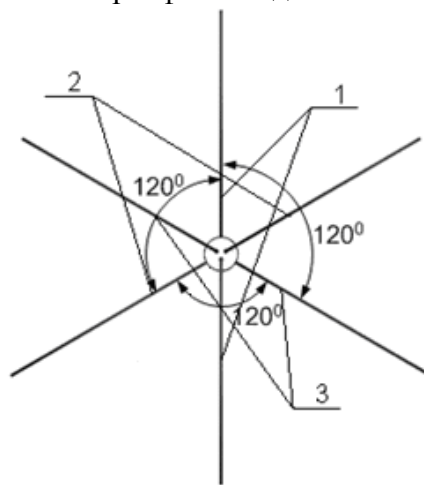


Рис. 25. Ориентация излучателей в пространстве у трехфазной антенны круговой поляризации

Длительность линий задержки 4 и 5 подбираются экспериментально.

Фотография готовой конструкции, собранной согласно описанным методикам представлена на рис. 26

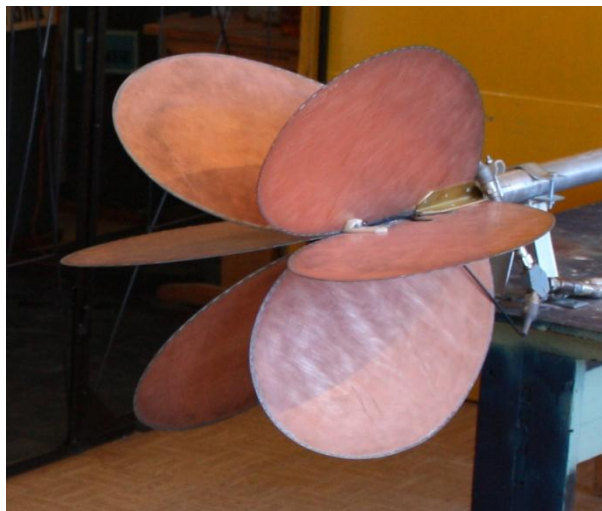


Рис. 26. Внешний вид трехфазной антенны круговой поляризации

Экспериментальные исследования такой антенны показали формы импульсов и соответствующие им поляризационные параметры как на рис. 27

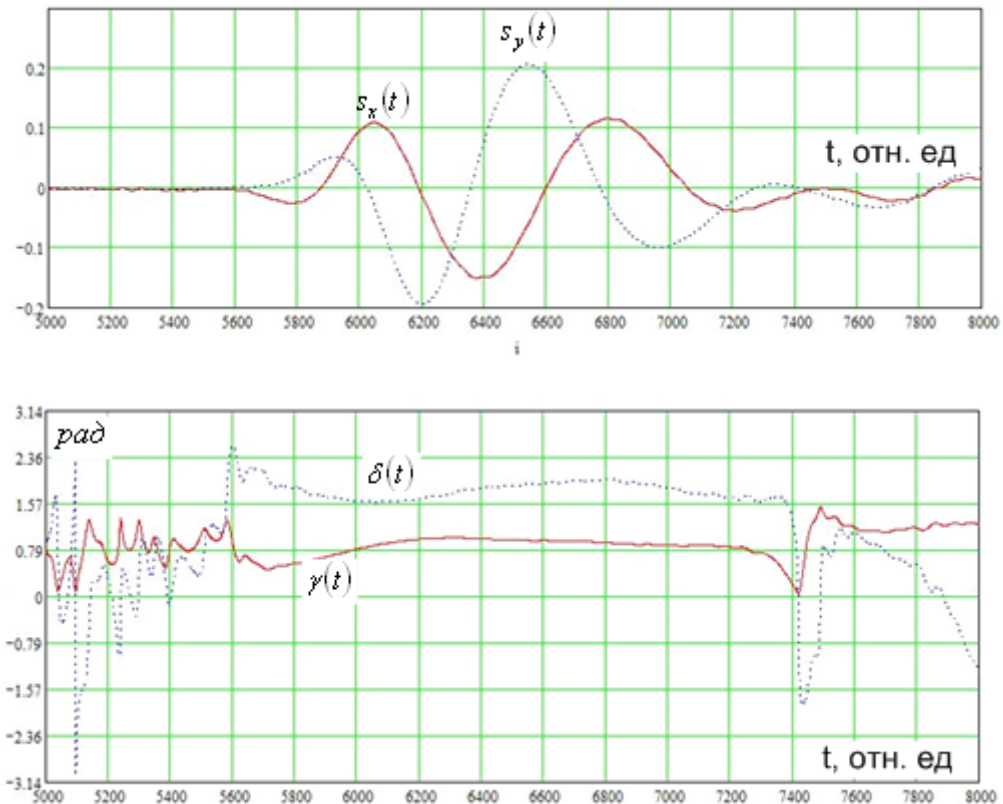


Рис. 27. Поляризационные характеристики сигналов, полученных в результате эксперимента.

Литература

1. Сборник докладов всероссийской научной конференции "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике", Муром, 2003.
2. Сборник докладов всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации связи и акустике», Муром, 2006.
3. Сборник докладов всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации связи и акустике», Муром, 2010
4. D. Porcino, W. Hirt Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead. //IEEE Communications. 2003. Vol. 41, No 7. С. 66-74
5. «Рыночные» технологии сверхширокополосной электросвязи / В.А. Сарычев, М.В. Головачев, А.В. Кочетов, О.С. Миронов // Электросвязь, №4. 2010. 52-56
6. Сверхширокополосные сигналы в интегрированных SDR системах. / Г.В. Анцев, О.С. Миронов // Информационно-измерительные и управляющие системы №11. 2010. 3-5
7. Технологии, использующие сверхширокополосные сигналы, разработанные в ОАО «НПП «Радар ммс». / М.В. Головачев, А.В. Кочетов, О.С. Миронов, П.С. Панфилов // В книге Анцев Г.В., Цель – прогресс и процветание. – спб.: Издательско-торговый дом «СКИФИЯ», 2010, 439-442
8. Сверхширокополосные радиолокационные измерители. Учебное пособие. / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев - Министерство обороны СССР, 1983. - 221 с.
9. Сарычев В.А., Головачев М.В., Кочетов А.В., Миронов О.С. Расчет диаграммы направленности апертурной антенны, возбуждаемой сверхкороткими импульсными сигналами. Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред / Науч.

Совет по распространению радиоволн; Муром. Ин-т Влад. Гос. Ун-та. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ влгу, 2009. Сс 61-73

10. Головачев М.В., Кочетов А.В., Миронов О.С. Переотражение сверхкоротких импульсов на элементарных радиолокационных отражателях // Труды Четвертой Всероссийской Научной конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред» Муром, 30 июня – 3 июля 2009 г. С. 379-382

11. Б. Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Вильямс, М., СПб, Киев, 2003.

12. Козлов Н.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. М.: Радиотехника, 2005. 704 с.

13. Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. – М.: Наука, 1983. 288 с.