

ДОКЛАДЫ СЕКЦИИ «ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОТЕХНОЛОГИИ»

Асламов. А.П., Асламов Ю. П. Съемка видеоизображения с КМОП-матрицы	6
Асламов. А.П., Асламов Ю. П. Минимизация боковых лепестков корреляционной функции	7
Ахрамейко П. В., Коробко О. И. Разработка измерителя малых перемещений.....	8
Батуро А. С. Внеосное сопровождение по угловым координатам маловысотных целей.....	9
Власик С. А. Антенные PIN-переключатели UHF диапазона	11
Воробей А. К. Поглощение и искажения радиоволн почвогрунтами при построении систем подповерхностного зондирования.....	12
Гатальский А. М. Особенности имитационного моделирования радиолокационного измерителя малых высот	13
Горошко С. М. Разработка модели радиолокатора непрерывного действия с линейной частотной модуляцией.....	Ошибка! Закладка не определена.
Дорох К. Ю. Качественные характеристики алгоритмов параллельных вычислений	Ошибка! Закладка не определена.
Жуковский В. Построение алгоритма быстрого преобразования Уолша	Ошибка! Закладка не определена.
Кашкин А. Ю. Дифференциальный способ определения технического уровня образцов вооружения, военной и специальной техники.....	Ошибка! Закладка не определена.
Кашкин А. Ю. Комплексный и смешанный способы оценки технического уровня образцов вооружения, военной и специальной техники.....	Ошибка! Закладка не определена.
Кечик Д. А., Лощинин И. В. Анализатор фазовых характеристик колебаний механизмов и машин.....	Ошибка! Закладка не определена.
Кибак С. В. Структуры процессоров быстрого вычисления мгновенного спектра по Уолшу.....	Ошибка! Закладка не определена.

Легкоступ В. В. Модель перехвата цели зенитной управляемой ракетой с радиокомандно-инерциальным наведением **Ошибка! Закладка не определена.**

Леонов Е. Д. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов в мобильной радиосистеме передачи телеметрической и видео информации. **Ошибка! Закладка не определена.**

Литвинов В. С. Система пилотирования на основе нейрокомпьютерного интерфейса **Ошибка! Закладка не определена.**

Малько В. С. Конструирование системы автоматического управления транспортных средств в среде AnyLogic **Ошибка! Закладка не определена.**

Матюшков А.Л., Миденко К.С., Свиридов Е.В. Выявление источников несанкционированного съёма информации на контролируемом объекте **Ошибка! Закладка не определена.**

Новицкий А. А. Пульт дистанционного управления антенно-поворотным устройством **Ошибка! Закладка не определена.**

Матюшков А. Л., Новицкий Д. В., Яловик И. Ф. Исследование передачи информации в цифровой широкополосной системе радиосвязи с ООК и FSK манипуляциями **Ошибка! Закладка не определена.**

Матюшков А. Л., Новицкий Д. В., Яловик И. Ф., Омельчук Е. В. Влияние негауссовской помехи на скорость передачи цифровых данных в широкополосной системе связи с ООК и FSK манипуляциями **Ошибка! Закладка не определена.**

Панькова В. В. Криптография алгебраических кривых в протоколе аутентификации субъекта по схеме «Запрос - Ответ» **Ошибка! Закладка не определена.**

Рахоцкий Д. А. Анализ помехозащищенности БРЛС обзора земной поверхности ударных самолетов 40

Сидорович В. О. Двухканальный формирователь сигналов УКВ диапазона **Ошибка! Закладка не определена.**

Синчугов А. О. Методы и программно-аппаратное обеспечение георадиолокации в шахтных условиях. **Ошибка! Закладка не определена.**

Соколовский Д. В. Активный кроссовер **Ошибка! Закладка не определена.**

- Строк Д. С., Бобровничая Т. А.** Исследование проводимости воздуха в зависимости от звуковой частоты **Ошибка! Закладка не определена.**
- Тарасюк А. Ф.** Фильтрация сигнала промежуточной частоты в тракте квадратурного смесителя48
- Шиш А. Л.** Сравнительный анализ эффективности твердотельных импульсных модуляторов для радиопередающих устройств РЛС. **Ошибка! Закладка не определена.**
- Щербик А. А.** Исследование программно-аппаратных средств ГЛОНАСС для синхронизации устройств связи **Ошибка! Закладка не определена.**
- Козырицкий М. В., Свиридов Е. В., Миденко К. С., Цурко А. В.** Устройство предварительной фазовой обработки виброакустических сигналов на ПЛИС **Ошибка! Закладка не определена.**
- Хаидер А. А.** Маршрутизация информационных потоков в мультисервисных сетях телекоммуникаций с учетом требований качества обслуживания.....**Ошибка! Закладка не определена.**
- Нгуен Т. Т.** Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от винта вертолета.....56

СЪЕМКА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ С КМОП-МАТРИЦЫ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Асламов. А.П., Асламов Ю. П.

Давыдов И. Г. – к-т. техн. наук, доцент

Технологии программного распознавания образов становятся все более востребованными. Для реализации подобных систем требуется камера, удовлетворяющей определенным требованиям, и интеллектуальный программный модуль. В настоящей работе рассмотрен один из вариантов построения миниатюрной камеры.

Одной из ключевых задач, которые стоят перед камерой распознавания образов, является передача четкого и контрастного изображения. Четкость изображения подразумевает резкие и неразмытые границы.

Существует два этапа, во время которых возможна коррекция яркости: этап формирования изображения и этап обработки уже сформированного изображения. Во время первого этапа происходит управление двумя параметрами: временем экспозиции и степенью открытости диафрагмы.

На втором этапе осуществляется обработка уже сформированного изображения на процессоре камеры, при этом возможна потеря информации, поэтому матрица должна иметь избыточную разрядность (12 бит вместо стандартных 8). Таким образом, была выбрана 12-битная КМОП-матрица 2048x2048 пикселей.

Структурная схема модуля снятия и отправки изображения с КМОП-матрицы представлена на рисунке 1.

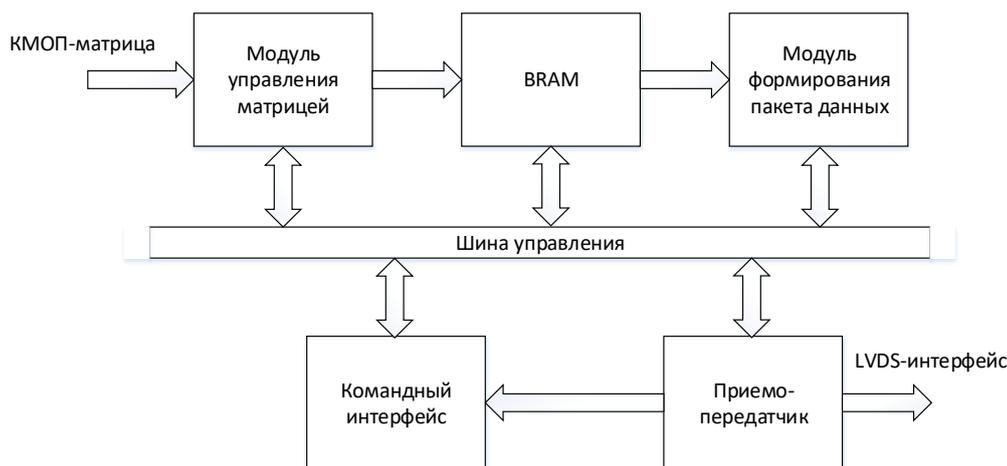


Рис. 1 – Структурная схема модуля снятия и отправки изображения с КМОП-матрицы

Основными элементами представленной на рисунке 1 схемы являются:

- модуль управления матрицей, включающий в свой состав десериализатор данных, принимаемых по LVDS-каналам матрицы, и SPI-модуль для загрузки начальных параметров в матрицу и их коррекции в процессе работы;
- блок оперативной памяти (BRAM) для первичного буферирования;
- модуль формирования пакетов данных для построчной или покадровой передачи;
- приемопередатчик для получения команд управления периферией и отправки по LVDS-каналам данных с матрицы и периферии;
- командный интерфейс управления периферией.

В состав камеры могут также входить модуль бинирования изображения.

Таким образом, представленная схема позволяет осуществлять построчную либо покадровую съемку изображения с КМОП-матрицы и осуществлять управление ее параметрами в процессе работы.

Список использованных источников:

1. Точки, Р. Дж. Цифровые системы. Теория и практика — М.: Вильямс, 2004. — 1024 с.
2. Рабаи, Ж. М. Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования.— М.: Вильямс, 2007. — 912 с.

МИНИМИЗАЦИЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Асламов. А.П., Асламов Ю. П.

Карпушкин Э. М. – канд. техн. наук, доц.

Аннотация — Предложен способ уменьшения боковых выбросов взаимокорреляционной функции сложного шумоподобного сигнала, формируемого путем фазовой манипуляции по закону кода Голея. Приведено сравнение взаимокорреляционных функций для рассматриваемого типа сигнала и сигнала, формируемого путем фазовой манипуляции по закону последовательности максимального периода (М-последовательности).

Шумоподобные сигналы (ШПС) эффективно применяются в системах мобильной связи, а также в глобальных спутниковых радионавигационных системах. Сдерживающим фактором использования шумоподобных сигналов в радиолокации является достаточно высокий уровень боковых выбросов функции взаимной корреляции ШПС, что в значительной мере затрудняет обнаружение так называемых «слабых» целей, с низким значением эффективной поверхности рассеяния (ЭПР), в случае присутствия близко расположенных «сильных» целей, с высоким значением ЭПР. В разное время предпринималось большое количество попыток разработать способы уменьшения боковых выбросов функции корреляции. Это всевозможные способы взвешивания, способ рассогласования приемного тракта, способ формирования прямоугольного спектра сигнала и формирования заданного распределения токов в раскрытой линейной антенны, с целью пространственного ослабления боковых выбросов. Однако ни один из перечисленных способов не обеспечивает приемлемого результата.

Предлагаемый способ уменьшения боковых выбросов корреляционной функции, заключается в использовании кодов Голея (комплементарных последовательностей) для бинарной фазовой манипуляции (ФМ). Будем рассматривать формирующие последовательности, у которых $a_i = \{+1, -1\}$. Необходимо отметить то, что у комплементарных последовательностей число символов должно быть одинаковым, то есть $N_1 = N_2$, где N_1 — количество символов основной последовательности, а N_2 — количество символов комплементарной последовательности. При этом число символов N_1 и N_2 должно быть четным и равняться сумме квадратов двух целых чисел, что также включает и нуль — это основное правило кодирования.

Если существует пара последовательностей $\{a_n\}$ и $\{a_n^*\}$ длины N , то их композицией будем называть последовательности длины $2N$, которые образуются по соответствующим правилам из базовых. $\{a_n\}$ — символ основной последовательности, $\{a_n^*\}$ — символ комплементарной последовательности.

Известны два правила образования композиций последовательностей: правило чередования и правило присоединения. Для примера используем присоединение. Если заданы две последовательности $\{a_n\}$ и $\{a_n^*\}$, то последовательность построенная по этому правилу будет иметь вид:

$$\{a_n, a_n^*\} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, a_0^*, a_1^*, \dots, a_{N-1}^*).$$

Если использовать правило присоединения k раз, то можно получить пару дополнительных последовательностей длины:

$$N_k = 2^k N.$$

В качестве базовой последовательности при $k = 0$ возьмем один символ 1, при этом $\{a_n\} = \{a_n^*\} = 1$, по том согласно алгоритму: $\{a_n, a_n^*\} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, a_0^*, a_1^*, \dots, a_{N-1}^*)$ — основная последовательность, $\{a_n, -a_n^*\} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, -a_0^*, -a_1^*, \dots, -a_{N-1}^*)$ — комплементарная последовательность можно осуществлять построение кодовых последовательностей.

При $k = 1$ имеем:

$$\{a_n\} = (1, 1); \{a_n^*\} = (1, -1).$$

При $k = 2$ имеем:

$$\{a_n\} = (1, 1, 1, -1); \{a_n^*\} = (1, 1, -1, 1) \text{ и так далее.}$$

Отличительная особенность комплементарных последовательностей заключается в том, что сумма их корреляционных функций равна нулю для всех случаев кроме нулевого сдвига:

$$\rho_a(k) + \rho_{a^*}(k) = 0, \quad k \neq 0.$$

Список использованных источников:

- [1] Golay M.J.E. Complementary Series. «IRE Trans. Of Inform. Theory», 1961, v. IT-7, No.2, pp. 82-87.
- [2] Hsieh P, Hsiao M. V. Several Classes of Codes Generated from Orthogonal Functions. «IEEE Trans. On Inform. Theory», 1964, v. IT-10, No. 1, pp.88-91.

РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЯ МАЛЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Ахрамейко П.В. Коробко О.И.

Дворникова Т. Н. – старший преподаватель

Проблема измерений малых перемещений (доли миллиметра) довольно часто встречаются во многих отраслях промышленности таких, например, как робототехника, строительство, машиностроение, производство печатных плат, промышленная техника измерения и регулирования, приборостроения и т.д.

В докладе подробно рассматривается схема, представленная на рисунке 1, для практической реализации измерителя малых перемещений.

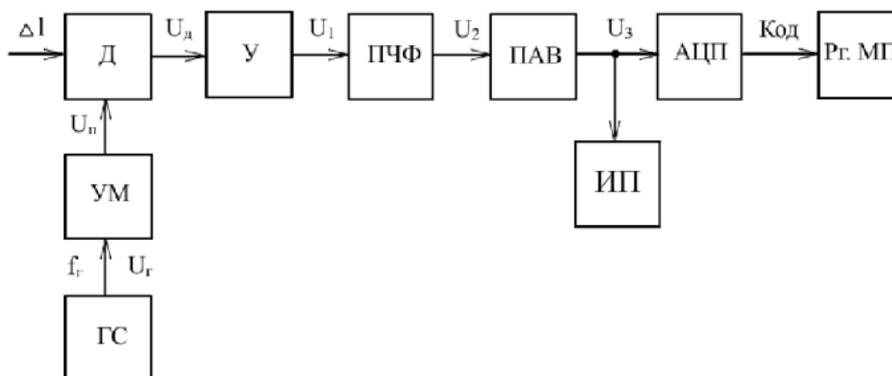


Рисунок 1

Тензодатчик Д преобразует малые перемещения (деформации) Δl в электрический сигнал U_d . Для питания датчика Д используется синусоидальный ток напряжением U_n . Для обеспечения этого используется генератор синусоидальных колебаний ГС и усилитель мощности УМ. Генератор ГС генерирует синусоидальное напряжение U_r частотой f . Усилитель мощности УМ усиливает эти синусоидальные колебания по мощности до величины, необходимой для питания датчика Д.

Амплитуда $U_{мд}$ колебаний напряжения U_d датчика пропорциональна Δl т.д.

$$U_{мд} = \xi \cdot \Delta l$$

Где ξ — коэффициент пропорциональности.

Так как выходное напряжение U_d датчика невелико, то в измерителе установлен усилитель У, выходное напряжение которого $U_1 = K_1 U_{мд}$, где K_1 - коэффициент усиления усилителя. Далее это напряжение U_1 поступает на вход полосового частотного фильтра ПЧФ, настроенного на частоту f .

При этом его выходное напряжение U_2 будет определяться:

$$U_2 = K_{\phi} U_1$$

Где K_{ϕ} - коэффициент передачи фильтра.

Напряжение U_2 с выхода ПЧФ поступает на прецизионный амплитудный выпрямитель ПАВ, на выходе которого формируется постоянное напряжение U_3 .

Необходимость в таком выпрямлении связана с тем, что аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует постоянное напряжение в цифровой код, который на выходе АЦП определяет величину U_3 .

Далее цифровой код передается во входной регистр Рг микропроцессора МП для дальнейшей обработки информации.

При необходимости визуальной индикации результатов измерений цифровой код (в двоично-десятичной форме) подается на цифровой семисегментный индикатор ЦИ, используется прецизионный вольтметр постоянного тока для измерения напряжения U_3 .

Список использованных источников:

1. Галкин, В.И. Полупроводниковые приборы - Минск, 1989.
2. Забродин, С.Ю. Промышленная электроника - Москва, 1982.

ВНЕОСЕВОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ПО УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ МАЛОВОСОТНЫХ ЦЕЛЕЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Батура А. С.

Давыденко И. Н. – к.н.т. техн. наук, доцент

Радиолокация – область радиотехники, обеспечивающая получение информации о целях путем приема и анализа радиоволн.

Низколетящие цели – это цели угол места которых сравним с шириной диаграммы направленности.

Одной из великих задач радиолокации является измерение угловых координат целей. Решение этой задачи усложняется стремлением современных воздушных целей использовать полеты на малых и предельно малых высотах. В этом случае в основной луч диаграммы направленности антенны одновременно попадают основной сигнал цели и зеркальный сигнал, отраженный от поверхности земли.

Обнаружение целей состоит в фиксации поступающих на вход приёмного устройства РЛС радиолокационных сигналов. Наличие такого сигнала свидетельствует о существовании цели, а при его отсутствии следует полагать, что цели нет. После обнаружения цели, необходимо установить принадлежность ее к определенному классу. Для получения информации о координатах и элементах движения объектов в пространстве осуществляется путем измерения параметров принимаемых радиосигналов, отраженных или излученных объектом. Первоначально осуществляется грубое определение координат и параметров движения цели, позволяющее перейти к точному измерению.

Измерение угловых координат целей является одной из важнейших функций, выполняемых РЛС различного назначения. Измеряемые угловые координаты цели закодированы в углах прихода к антенне РЛС отраженного сигнала. От углового рассогласования между направлением прихода отраженного сигнала и направлением ДН приемной антенны могут зависеть как амплитуда, так и фаза принимаемого сигнала.

Вид этой зависимости определяется структурой антенной системы,

т.е. методом угловой пеленгации, примененным в угломере. Поэтому структура оптимальных угломерных систем будет существенно зависеть от метода угловой пеленгации. Представлены применяемые методы пеленга:

- ❖ Сканирование ДНА
- ✦ Коническое сканирование
- ✦ Линейное сканирование
- ❖ Мгновенное сравнение сигналов
- ✦ Амплитудное мгновенное сравнение (АМС)
- ✦ Фазовое мгновенное сравнение (ФМС)

Рассмотрим схему представленную на рисунке 3.

После корреляционной обработки в каналах дискриминатора суммарный и разностный сигналы перемножаются в фазовом детекторе, выделяющем реальную часть произведения одного и комплексно сопряженного другого сигнала в соответствии с алгоритмом формирования сигнала

$$U_{\text{co}} = \text{Re} \dot{S}_{\Delta} \cdot \dot{S}_{\Sigma}^*$$

Сигналы с выходов антенн поступают на устройство, образующее их сумму и разность. После корреляционной обработки в каналах суммарный и разностный сигналы перемножаются в фазовом детекторе, выделяющем реальную часть произведения одного комплексно сопряженного другого сигнала в соответствии с алгоритмом формирования сигнала ошибки.

Если РСН антенной системы отклонилось от направления на цель $\Delta = \theta_{\text{изм}} - \theta \neq 0$, то амплитуды принятых сигналов с выходов антенн оказываются неодинаковыми, появляется разностный сигнал, амплитуда которого определяется величиной рассогласования, а фаза совпадает или противоположна фазе суммарного сигнала в зависимости от знака рассогласования. В результате формируется сигнал ошибки, величина и полярность которого определяются величиной и знаком рассогласования. При этом изменяется управляющее напряжение, следовательно, и угловое положение антенной системы до совмещения РСН, с направлением на цель.

Кроме того, так как сигнал ошибки зависит не только от углового положения цели, но и от мощности сигнала, то невозможно определить точное положение цели при одном зондировании.

В этом случае сигнал ошибки зависит только от углового положения цели. Для устранения зависимости сигнала ошибки от мощности сигнала, ввели нормировку сигнала ошибки.

Нормированный сигнал ошибки на выходе дискриминатора вычисляется в соответствии с выражением

$$U = \frac{\dot{S}_{\Delta} \dot{S}_{\Sigma}^*}{|\dot{S}_{\Sigma}|^2} = \frac{\dot{S}_{\Delta}}{\dot{S}_{\Sigma}}$$

где \dot{S}_Δ – выходной сигнал разностного канала дискриминатора;

\dot{S}_Σ – выходной сигнал суммарного канала дискриминатора.

Заметим, что нормированный сигнал ошибки нелинейно зависит от углового рассогласования. Получим аналитическое выражение для нормированного сигнала ошибки. Для этого аппроксимируем выходные сигналы разностного и суммарного каналов дискриминатора следующими выражениями

$$\dot{S}_\Delta \approx E_c K_1 \Phi (1 - K_\Delta \Phi^2),$$

$$\dot{S}_\Sigma \approx E_c K_1 \Phi (1 - K_\Sigma \Phi^2 + K_{\Sigma 2} \Phi^4),$$

где E_c – комплексная амплитуда полезного сигнала на выходе суммарного канала при нулевом угловом рассогласовании;

Φ – угловое рассогласование.

С учетом записанных выражений зависимость нормированного сигнала ошибки от углового рассогласования можно представить в следующем виде

$$\dot{U} = \frac{\dot{S}_\Delta}{\dot{S}_\Sigma} = K_1 \Phi \alpha(\Phi), \text{ где } \alpha(\Phi) = \frac{(1 - K_\Sigma \Phi^2)}{1 - K_\Sigma \Phi^2 + K_{\Sigma 2} \Phi^4}$$

Получим такое функциональное преобразование над нормированным сигналом ошибки, в результате которого полученный сигнал будет приблизительно равен угловому рассогласованию и может быть использован в качестве разовой оценки угловой координаты $\hat{\Phi}$.

Зависимость модуля сигнала разностного канала (\dot{S}_Δ) от углового рассогласования, полученная путем имитационного моделирования работы дискриминатора.

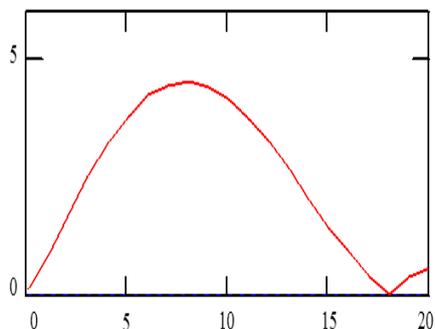


Рисунок 1 – Зависимость модуля сигнала разностного канала от углового рассогласования

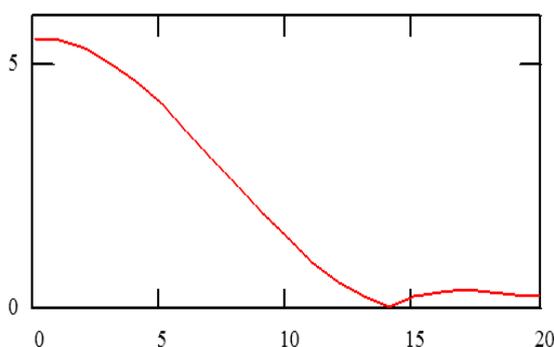


Рисунок 2 – Зависимость мощности сигнала суммарного канала от рассогласования

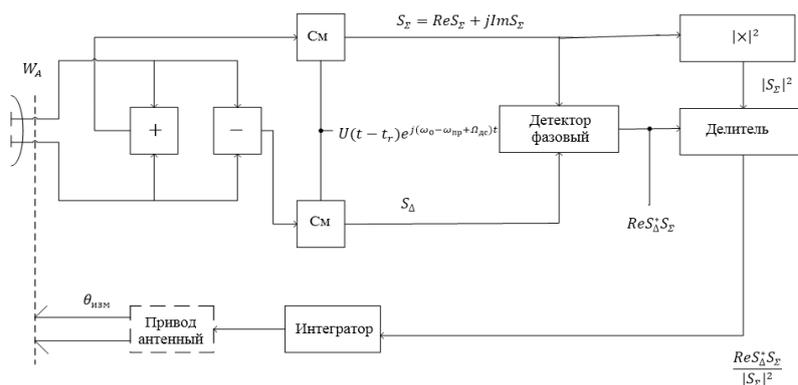


Рисунок 3 – Структурная схема угломера при методе АМС с введением нормировки сигнала

Список использованных источников:

1. Кереселидзе, Е.В. Исследование следящих измерителей направления Метод. Руководство к лабораторной работе по курсу «Системы радиолокации» для студ. спец. «Радиотехника», «радиоэлектронные системы» и «Радиоэлектронная защита информации» дневн. формы обучения. – Минск : БГУИР 2006. – 23с. : ил.
2. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы: Учеб. Пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2007. – 376с., ил.
3. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1.- М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1983. – 456с.

АНТЕННЫЕ PIN-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ UHF ДИАПАЗОНА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Власик С. А.

Малевич И. Ю. – д-р. техн. наук, профессор

Антенный переключатель (АП) предназначен для соединения передатчика и приемника с соответствующими антеннами, которые могут меняться в зависимости от диапазона рабочих частот и необходимой направленности связи.

В качестве антенных переключателей обычно используются PIN-диоды.

По области применения PIN-диоды подразделяют на: смесительные (например: 2A101 - 2A109); детекторные (например: 2A201 - 2A203); параметрические (например: 1A401 - 1A408); переключательные и ограничительные (например: 2A503 - 2A524); умножительные и настроечные (например: 2A601 - 2A613); генераторные (например: 3A703, 3A705).

Небольшие размеры и вес PIN-диодов, высокая скорость переключения, а также незначительные паразитные элементы позволяют использовать их в миниатюрных широкополосных управляющих компонентах радиотрактов АФУ. ВЧ-коммутаторы на PIN диодах позволяют получить высокий уровень запирающего сигнала в закрытом канале и малые потери в открытом, а также позволяют коммутировать сигналы большой мощности. При дискретном изменении управляющего тока PIN-диод применяется в переключателях, дискретных модуляторах, аттенуаторах и фазовращателях радиочастотных сигналов. В настоящее время применяются в основном кремниевые PIN-структуры.

Типовые схемы PIN-переключателей приведены на рисунке 1 и рисунке 2.

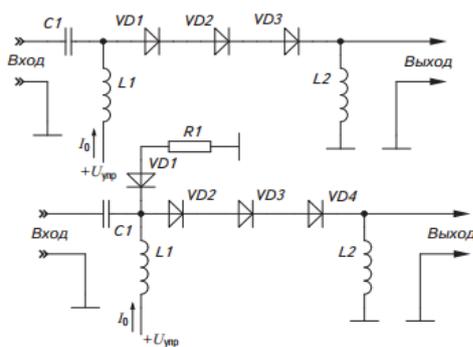


Рисунок 1 - Широкополосные PIN-диодные переключатели

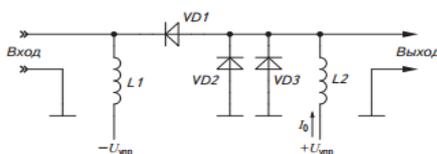


Рисунок 2 - Последовательно-параллельный PIN-диодный переключатель

Последовательное включение диода находит широкое применение в выключателях малого уровня мощности. При увеличении мощности коммутируемого сигнала значительно возрастают искажения, вносимые диодом в сигнал, проходящий через него в открытом состоянии ключа. Для мощных сигналов применяются схемы с параллельным включением диода в линию или смешанные схемы. При конструировании широкополосных диодных выключателей используется последовательное включение нескольких диодов. Приведённые схемы могут обеспечить в одном выключателе диапазон частот от 0,2 до 18 ГГц.

Список использованных источников:

1. Schindler, M.J., Miller, M.E., Simon, K.M. DC-20 GHz NxM Passive Switches. – IEEE Transaction On Micro-wave Theory And Techniques, 1988, vol. 36, no. 12.
2. Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. «Радио и связь», 1997. С. 116.

ПОГЛОЩЕНИЕ И ИСКАЖЕНИЯ РАДИОВОЛН ПОЧВОГРУНТАМИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ СИСТЕМ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Воробей А.К.

Савенко С.А. – д.т.н., профессор

В последние годы значительно возрос интерес к дистанционным методам исследования природной среды, в том числе к такому перспективному и новому направлению, как подповерхностная радиолокация. Радиолокационные методы позволяют не только обнаруживать скрытые в глубине объекты, измерять толщину подповерхностных слоев, но и получать некоторые структурные и электрические характеристики сред.

Почвогрунт состоит из твердого вещества и воздуха. Комплексная диэлектрическая проницаемость которого имеет вид $\varepsilon' = \varepsilon + i \times \varepsilon''$. Комплексный показатель преломления принимает значение $n' = \sqrt{\varepsilon'} = n + i \times m$ или $n = \sqrt{\varepsilon'} \times \cos(\delta/2)$; $m = \sqrt{\varepsilon'} \times \sin(\delta/2)$, а $\delta = \arctg(\varepsilon'' / \varepsilon')$.

Отношение скоростей распространения в вакууме и в среде определяется соотношением

$$c/v = n = \sqrt{\varepsilon'}$$

На рис. 1.а показаны результаты измерения на частоте $f = 100$ МГц времени распространения и относительных амплитуд сигналов А, отраженных поверхностью грунта и зарытым на разные глубины металлическим листом. Оцененные по этим данным значения ослабления и скорости распространения изображены на рис. 1, б, а действительная часть комплексной диэлектрической проницаемости и проводимости на рис. 1, в.

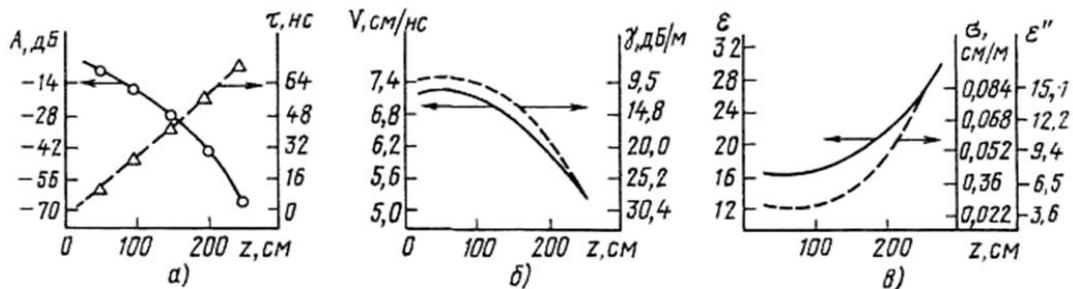


Рис. 1 –Зависимость параметров от глубины z

Параметры σ и ε увеличивались, а скорость распространения уменьшалась с глубиной и при 1 м оказалась почти в 4 раза меньше (7,2 см/нс), чем в воздухе (30 см/нс).

Из чего следует, что подповерхностная радиолокация имеет ряд специфических отличий от традиционных применений радиолокации для наблюдения за самолетами, кораблями, земной поверхностью и т. д.:

- дальностям зондирования (у атмосферных локаторов она простирается от единиц до сотен километров, в то время как у систем подповерхностного зондирования — до нескольких метров);
- величинам ослабления в средах распространения (доли дБ/км в атмосфере и десятки дБ/м в грунте);
- размерам обнаруживаемых атмосферными локаторами объектов — самолетов, судов и т. д., в сотни и тысячи раз превышающим размеры аномалий, выявляемых СПЗ в грунте,— труб, кабелей, пустот и пр.;
- скоростям распространения (длина волны излучения в грунте в несколько раз меньше, чем в атмосфере при одинаковой частоте).

Таким образом были рассмотрены вопросы поглощения и искажения радиоволн при для систем подповерхностного зондирования, определены погонные затухания и скорости распространения радиоволн в почвогрунтах.

Список использованных источников:

1. Michiguchi M. E. a. – IEEE Trans. 1988, v. Ge-26, N 6.
2. Подповерхностная радиолокация / М.И. Финкельштейн, В.И. Карнухин, В.А. Кутев, В.Н. Метелкин: Под ред. М.И. Финкельштейна. – М.: Радио и Связь, 1994, с. 216.

ОСОБЕННОСТИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ МАЛЫХ ВЫСОТ

Военная академия Республики Беларусь
г. Минск, Республика Беларусь

Гатальский А.М.

Лапука О.Г. – д-р техн. наук, профессор

Предложен подход, позволяющий снизить вычислительные затраты при имитационном моделировании радиолокационного измерителя малых высот с частотной модуляцией непрерывного зондирующего сигнала.

Имитационное математическое моделирование работы радиолокационного измерителя малых высот с частотной модуляцией непрерывного зондирующего сигнала в виде дискретной конечномерной системы требует длительного времени моделирования и больших вычислительных затрат. Это обусловлено тем, что моделирование работы такой системы связано с переходом от непрерывного представления сигнала вида $u(t)$ к конечной последовательности дискретных отсчетов большой длины.

Математическим описанием сигнала в виде последовательности дискретных отсчетов является его представление в виде вектора, значения элементов которого соответствуют значению $u(t)$ в дискретные моменты времени, следующие с фиксированным периодом. Количество элементов N зависит от длительности t исходного сигнала и периода дискретизации $dt: N=t/dt$. Большое количество элементов последовательности обусловлено применением в измерителях малых высот непрерывных частотно-модулированных сигналов с шириной спектра от нескольких десятков до нескольких сотен мегагерц.

Например, для дискретного представления высокочастотного зондирующего сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) шириной спектра $\Delta f = 300$ МГц и периодом модуляции $T_m = 2$ мс минимально необходимая частота дискретизации (при преобразовании сигнала в область нулевой частоты, переносе спектра в диапазон 0...300 МГц) в соответствии с теоремой Котельникова составляет $f_s = 600$ МГц, а количество дискретных отсчетов сигнала за один период модуляции – $N = T_m \cdot f_s = 1,2 \cdot 10^6$.

Снижение вычислительных затрат может быть достигнуто путем перехода от дискретного представления высокочастотного зондирующего сигнала описываемого аналитическим выражением

$$u(t) = E_0 \cos(2\pi f_0 t + \pi \frac{\Delta f}{T_m} t^2 + \varphi_0),$$

с частотой дискретизаций f_s , к дискретному представлению полной фазы этого сигнала $\varphi(t)$

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \pi \frac{\Delta f}{T_m} t^2 + \varphi_0$$

с частотой субдискретизации $f_{sub} < f_s$. Такая возможность обусловлена тем, что при частотном методе измерения дальности с использованием ЛЧМ сигнала текущей высоте однозначно соответствует разностная частота между зондирующим и отраженным сигналом, которая может быть определена в результате вычисления мгновенных разностей фаз зондирующего и отраженного сигнала и их численного дифференцирования с шагом dt в соответствии с выражением

$$f(t) - f(t - \tau) = \frac{d\varphi(t)}{dt} - \frac{d\varphi(t - \tau)}{dt} = \frac{d(\varphi(t) - \varphi(t - \tau))}{dt} = \frac{d(\Delta\varphi(t))}{dt},$$

где $f(t), \varphi(t)$ – частота и фаза зондирующего сигнала, $f(t - \tau), \varphi(t - \tau)$ – частота и фаза отраженного сигнала, τ – время распространения сигнала. Шаг дискретизации $dt = 1/f_{sub}$ выбирается из условия $f_{sub} > 2f_p$. Разностная частота сигнала может быть рассчитана аналитически в соответствии с выражением

$$f_p = \frac{2H\Delta f}{cT_m} + \frac{2Vf_0}{c},$$

где первое слагаемое описывает приращение частоты на высоте H , а второе – доплеровское смещение частоты. Например, на высоте $H = 50$ м при снижении со скоростью $V = 200$ м/с, частоте зондирующего сигнала $f_0 = 3$ ГГц и принятых ранее параметрах модуляции $(\Delta f, T_m)$ разностная частота равна $f_p = 29$ кГц. Если выбрать $f_{sub} = 60$ кГц, то количество отсчетов сигнала за один период модуляции составит $N_{sub} = T_m f_{sub} = 120$. Из от-

ношения полученных значений N и N_{sub} следует, что для заданного диапазона высот (0...50 м) уменьшение вычислительных затрат может достигать 10 000 раз.

В результате имитационного моделирования работы радиолокационного измерителя малых высот с использованием вышеописанного подхода в среде Matlab представлены на рисунке 1.

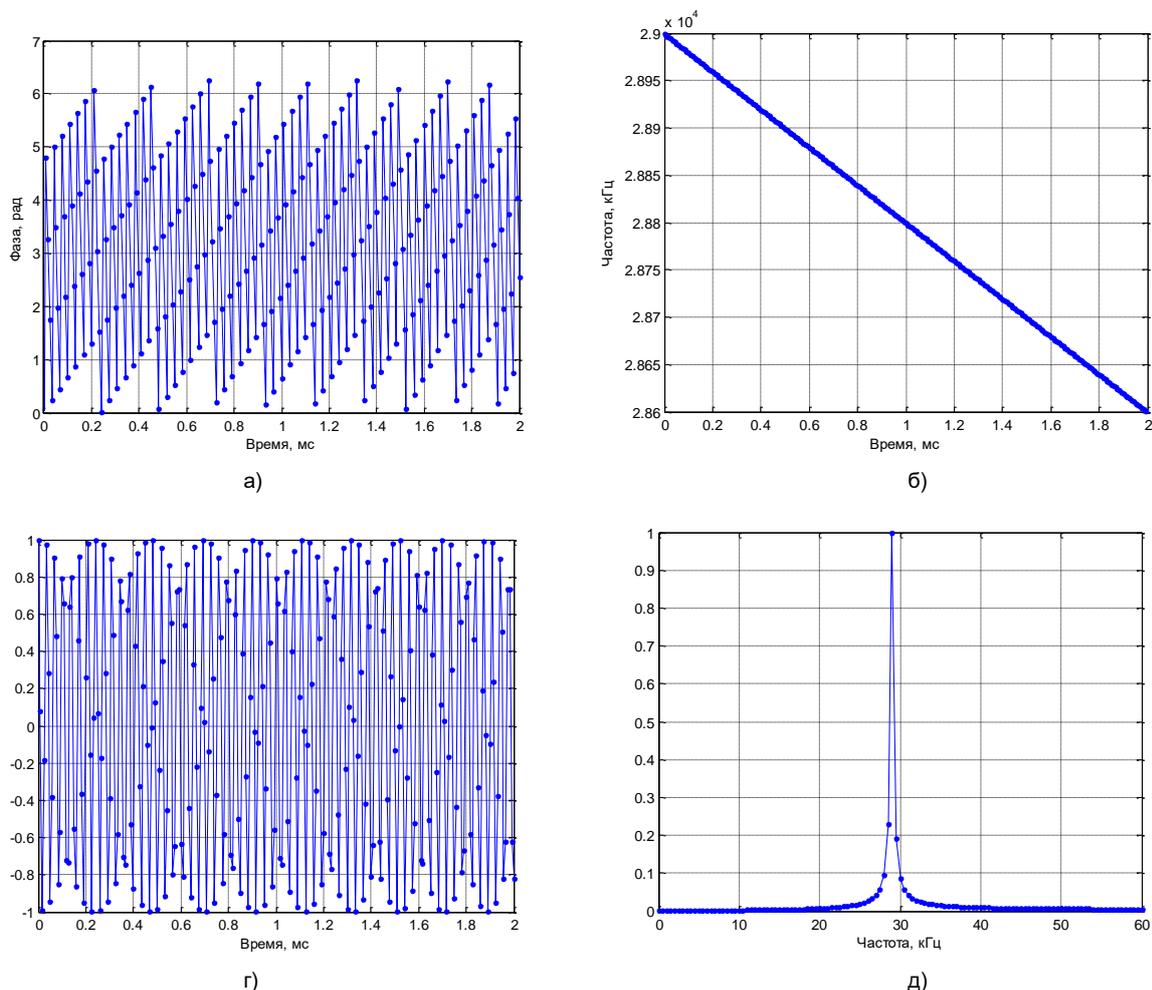


Рис. 1 – Результаты имитационного моделирования работы высотомера за один период модуляции зондирующего сигнала: а) полная фаза сигнала разностной частоты, б) изменение разностной частоты за период модуляции, в) осциллограмма сигнала разностной частоты, г) спектр сигнала разностной частоты.

Список использованных источников:

1. Лапука, О.Г. Анализ и синтез в классе дискретных конечномерных систем: моногр. / О.Г. Лапука, К.К. Пащенко. – Минск: ВАРБ, 2010. – 372 с.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ РАДИОЛОКАТОРА НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Горошко С. М.

Малевич И. Ю. – д-р. техн. наук, профессор

Портативные устройства ближнего обнаружения вызывают все больший интерес для многих гражданских и военных применений, таких как системы предупреждения столкновений или обнаружения целей в системах безопасности.

В последнее время эта сфера применения практически полностью переложилась на непрерывные РЛС с ЛЧМ, которые позволяют обнаруживать и измерять дальность и радиальную скорость точно так же, как и импульсные РЛС, отличаясь от последних низкой стоимостью, малыми габаритами, меньшим энергопотреблением и отсутствием слепой зоны

Для исследования алгоритмов обработки радиолокационных сигналов, а также функционирования РЛС ближнего действия разработан программно-аппаратный лабораторный макет, внешний вид которого представлен на рисунке 1.

Разработанное устройство позволяет:

- выполнять поиск сигнала,
- производить обработку принятого сигнала,
- выполнять расчет дальности до объекта поиска.



Рис. 1 – Внешний вид макета

Структурная схема, поясняющая принципы работы радиолокатора приведена на рисунке 2.



Рис. 2 – Структурная схема

Комплекс состоит из четырех основных частей:

- Генератора линейно-изменяющегося напряжения и генератора управляемого напряжением;
- Высокочастотного радиоприемного тракта радиолокационного сигнала с блоком АЦП и параллельным интерфейсом передачи данных;
- Антенной системы;
- ЭВМ, используемой в качестве устройства вывода информации через разработанный графический интерфейс пользователя.

Для работы с комплексом был разработано программное обеспечение, разработка выполнялась в среде Visual Studio на языке C# (рисунок 3).

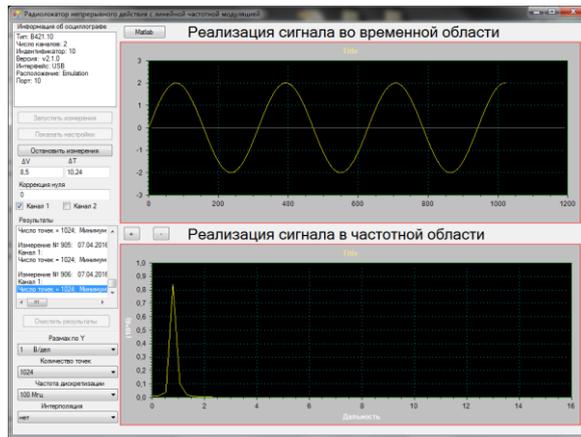


Рис. 3 – Внешний вид окна программы

Результаты измерений дальности до объекта обнаружения приведены на рисунке 4(а,б).

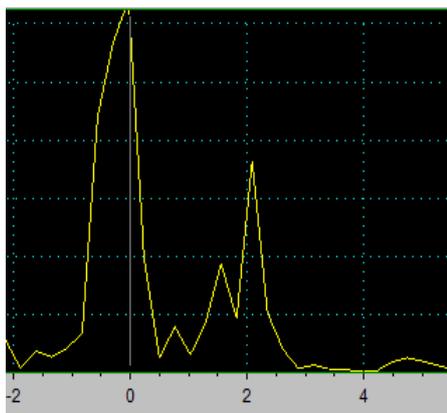


Рис.4а – Дальность 2 метра

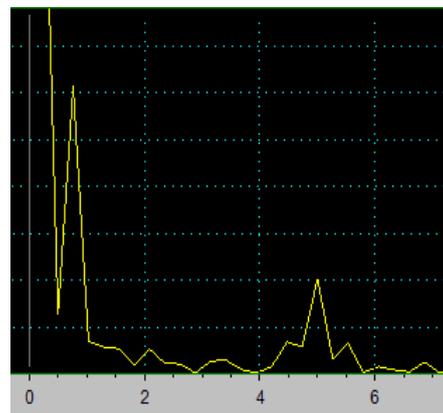


Рис.4б – Дальность 5 метров

Также, в разработанную программу интегрированы библиотеки Matlab, что открывает большое количество новых возможностей в обработке и последующем использовании измеряемых данных.

Для этого используется приведение типов по схеме `MWArray->MWNUmericArray->тип C#`. При этом не требуется непосредственной установки среды Matlab на PC. На рисунке 5 представлена спектрограмма отраженного сигнала, полученная с помощью FFT-алгоритма быстрого Фурье-преобразования Matlab.

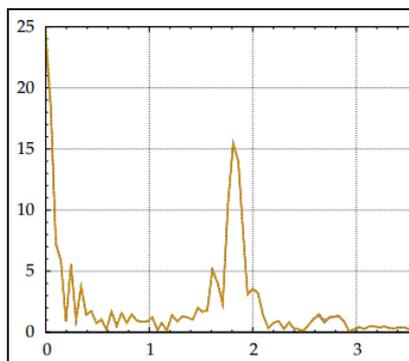


Рис. 5 – Спектрограмма отраженного сигнала

Список использованных источников:

1. Сиберт, У. М. Цепи, сигналы и системы / У. М. Сиберт. — М.: Мир, 1988. — 366 с.
2. Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. / Я.Д. Ширман [и др.]; под общ. ред. Я.Д.Ширмана. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
3. Komarov, I.V. Fundamentals of Short-Range Fm Radar / I.V. Komarov, S.M. Smolskiy, D.K. Barton – Horwood.: Artech House Publishers, 2003. — 314 p.

КАЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АЛГОРИТМОВ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Дорох К.Ю.

Ползунов В.В. – к-т. техн. наук, доцент

Существует огромное количество задач, решение которых требует использование огромных вычислительных мощностей. К таким задачам относятся, например, расчет сложных хаотических систем, таких как, симуляция взаимодействий элементарных частиц в физике, моделирование на нано-уровне, криптография. Такие задачи хорошо решаются параллельными машинами в первую очередь благодаря своей структуре.

Под термином «параллельные вычисления» понимается вся совокупность вопросов, относящихся к получению параллельного алгоритма в процессах решения задач и гибкому управлению реализации этого алгоритма для достижения наибольшей эффективности использования вычислительной техники. [1]

Основные причины использования:

- 1) Сокращение времени решения задач;
- 2) Обеспечение возможности решения больших задач за заданное время.

Параллельный алгоритм – алгоритм, операции которого могут выполняться параллельно и не обязательно независимо.

Получить алгоритм параллельного вычисления можно двумя путями:

- 1) Распараллеливание имеющегося последовательного алгоритма;
- 2) Разработка нового параллельного алгоритма.

Чтобы оценить время реализации алгоритма, его представляют в виде последовательно выполняемых ансамблей операций, причем в каждом ансамбле все операции не должны быть связаны друг с другом. Время выполнения алгоритма без учета передачи данных будет пропорционально числу ансамблей. Число ансамблей называют высотой алгоритма. Таким образом, особый интерес представляет нахождение алгоритма минимальной высоты.

Показатели эффективности параллельного алгоритма:

- 1) Ускорение, получаемое при использовании параллельного алгоритма для p процессов, по сравнению с последовательным вариантом выполнения вычислений определяется величиной

$$S_p(n) = T_1(n)/T_p(n),$$

ГДЕ $T_p(n)$ - время выполнения параллельного алгоритма;

$T_1(n)$ - время выполнения последовательного варианта алгоритма решения задачи;

n - величина, используемая для параметризации вычислительной сложности решаемой задачи, такая как, например, количество входных данных задачи.

- 2) Эффективность использования параллельным алгоритмом процессоров при решении задачи:

$$E_p(n) = T_1(n)/(pT_p(n)) = S_p(n)/p$$

Из приведенных соотношений можно сказать, что в наилучшем случае:

$$S_p(n) = p \text{ и } E_p(n) = 1$$

Основные характеристики:

Масштабируемость. Масштабируемость параллельного алгоритма при реализации на данной параллельной системе означает, что производительность системы пропорциональна числу содержащихся в ней процессоров

Зернистость. Принадлежащие одному зерну вычисления не могут прерываться синхронизацией или обменом данных, требуемых для выполнения этих операций. Чем мельче зернистость, тем больше точек синхронизаций, чем больше, тем более интенсивные вычисления на каждую пересылку данных.

Реальная производительность вычислительной системы – количество операций, реально выполняемых в среднем за единицу времени.

Пиковая производительность вычислительной системы – максимальное количество операций, выполненных за единицу времени. Загруженность процессора на данном отрезке времени – отношение реальной работы процессора на данном отрезке к длине всего отрезка. Загруженность вычислительной системы, состоящей из одинаковых процессоров - среднее арифметическое загруженности всех процессоров.

Таким образом, в работе описаны параллельные алгоритмы, основные причины использования, показатели и характеристики.

Список использованных источников

1. Воеводин В.В., Воеводин Вл.В. Параллельные вычисления / - Санкт-Петербург, 2002. – 602с.

ПОСТРОЕНИЕ АЛГОРИТМА БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УОЛША

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Жуковский В.

Будько А.А. – кан. техн. наук, доцент

В докладе рассмотрены выражения для элементов матриц Уолша в различных системах упорядочения и метод получения алгоритмов быстрых преобразований Уолша (БПУ). Получены новые “замечательные” алгоритмы БПУ.

Преобразование Уолша стало неотъемлемой частью науки и техники. Быстрое преобразование Уолша уменьшает количество операций для проведения преобразования Уолша. Рассмотренный в данной статье метод построения алгоритмов быстрого преобразования Уолша подходит для любой системы упорядочения функций Уолша.

Функции Уолша могут быть упорядочены произвольно, но существуют четыре различных системы упорядочения: Уолша-Адамара, Уолша-Пэли, Уолша-Качмажа и Уолша-Трахтмана. Преобразование Уолша можно определить следующим образом

$$\bar{Y} = W_n \times \bar{y}.$$

Элемент матрицы Уолша в различных упорядочениях определяются следующим образом:
- в системе упорядочения Уолша-Адамара

$$h_{ij} = \prod_{k=0}^{n-1} (-1)^{i_k j_k},$$

где i_k, j_k - составляющие двоичного представления номера строки и столбца матрицы, соответственно
- в системе упорядочения Уолша-Пэли

$$p_{uv} = \prod_{k=0}^{n-1} (-1)^{u_{n-k} v_k},$$

- в системе упорядочения Уолша-Качмажа

$$k_{st} = \prod_{k=0}^{n-1} (-1)^{(s_{n-k} \oplus s_{n-k-1}) t_k},$$

- в системе упорядочения Уолша-Трахтмана

$$t_{rb} = \prod_{k=0}^{n-1} (-1)^{(r_{n-k} \oplus r_{n-k-1})(b_{n-k} \oplus b_{n-k-1})}.$$

Уравнение для преобразования Уолша может быть выражено в итеративной форме, используя выражением для любого элемента функции. Рассмотрим случай для преобразования Уолша-Адамара

$$\bar{Y}(i_{n-1} \dots i_1 i_0) = \sum_{j_0=0}^1 (-1)^{i_0 j_0} \dots \sum_{j_{n-1}=0}^1 (-1)^{i_{n-1} j_{n-1}} \bar{y}(j_{n-1} \dots j_0)$$

Вычисления в соответствии с этим уравнением, может быть выполнено как последовательность итерации. Компоненты вектора \bar{y}_1 вычисляются на первой итерации

$$\bar{y}_1(i_{n-1} j_{n-2} \dots j_0) = \sum_{j_{n-1}=0}^1 (-1)^{i_{n-1} j_{n-1}} \bar{y}(j_{n-1} \dots j_0).$$

Компоненты вектора \bar{y}_2 вычисляются на второй итерации

$$\bar{y}_2(i_{n-1} i_{n-2} j_{n-3} \dots j_0) = \sum_{j_{n-2}=0}^1 (-1)^{i_{n-2} j_{n-2}} \bar{y}_1(j_{n-1} j_{n-2} \dots j_0).$$

Вычисление преобразования Уолша будет закончено после n итераций. Алгоритм БПУ, выше рассматриваемый, известен как алгоритм Сэнди.

Компоненты вектора \bar{y}_1 могут быть также вычислены по другому

$$\bar{y}_1(j_{n-2} \dots j_0 i_{n-1}) = \sum_{j_{n-1}=0}^1 (-1)^{i_{n-1} j_{n-1}} \bar{y}(j_{n-1} \dots j_0).$$

В этом случае изменяется порядок итераций и получается алгоритм Кули-Таки.

Другим способом получения новых алгоритмов БПУ является изменение вычислений на каждой итерации. Этот метод получения алгоритмов БПУ может быть использован для любой упорядоченной системы функции Уолша.

В докладе приводятся некоторые новые так называемые “замечательные” алгоритмы БПУ для различных систем упорядочения функции Уолша.

Список использованных источников:

1. J.L.Shanks, "Computation of the Fast Walsh-Fourier Transform", IEEE Trans. Computers, Vol. C-18, pp. 457-459, May, 1969.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ ОБРАЗЦОВ ВООРУЖЕНИЯ, ВОЕННОЙ И СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Кашкин А. Ю.

Гринкевич А. В. - к. т. н.

Процесс развития системы вооружения Вооруженных Сил Республики Беларусь находится в тесной взаимосвязи с развитием вооруженных сил иностранных государств. Новое вооружение, появляющееся в армиях зарубежных стран, обладающее более высокими боевыми возможностями, снижает относительную боевую эффективность существующих отечественных образцов вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ). Таким образом, предопределяется необходимость проведения сравнительного анализа отечественной и зарубежной систем вооружения в целом и их отдельных элементов.

Дифференциальный способ или способ относительных показателей основан на сравнении единичных показателей технического уровня (ТУ) оцениваемого и базового образцов. При незначительном количестве единичных показателей дифференциальный способ может оказаться наиболее быстрым для определения ТУ образцов ВВСТ.

При этом определяют (исходя из цели оценки):

достигает ли качество (ТУ) оцениваемого образца – ТУ базового образца в целом;

какие единичные показатели оцениваемого образца ВВСТ превосходят (уступают) показателям ТУ базового образца;

на сколько отличаются друг от друга аналогичные единичные показатели ТУ оцениваемого и базового образцов.

Существует несколько вариантов оценки ТУ образцов ВВСТ дифференциальным способом: аналитический, табличный, графический.

При аналитическом способе оценки ТУ образцов ВВСТ расчет относительных значений единичных показателей ТУ Q_i ведется в соответствии с выражениями:

$$Q_i = \frac{Q_{0i}}{Q_{0i}^{\text{баз}}}$$

или

$$Q_i = \frac{Q_{0i}^{\text{баз}}}{Q_{0i}}$$

где Q_{0i} – абсолютное значение i -го показателя ТУ оцениваемого образца ВВСТ;

$Q_{0i}^{\text{баз}}$ – абсолютное значение i -го базового показателя ТУ.

Из формул выбирают ту, при которой увеличение единичного показателя отвечает улучшению качества образца вооружения.

По результатам расчетов относительных значений единичных показателей ТУ образцов и их анализа дают следующие оценки:

если все относительные значения единичных показателей Q_i больше либо равно единицы, то ТУ оцениваемого образца выше или равен ТУ базового образца; если все показатели Q_i меньше единицы, то ТУ оцениваемого образца ниже ТУ базового образца.

При оценке ТУ образцов ВВСТ, для которых существенно важно значение каждого из рассмотренных показателей, образец ВВСТ признается ниже ТУ базового образца, если хотя бы один из единичных показателей меньше единицы. В тех случаях, когда имеется некоторая неопределенность в оценке ТУ образца ВВСТ (часть показателей больше 1, а другая часть меньше 1), то в этом случае все показатели делят по значимости на две группы: основные и дополнительные.

При оценке ТУ образцов ВВСТ табличным способом значение основных показателей ТУ заносят в таблицу; определяют отклонение показателя оцениваемого образца от базового образца в процентах. Далее делаются выводы по оценке ТУ как и при дифференциальном способе.

Графический способ оценки технического уровня образцов ВВСТ заключается в построении диаграммы (циклограммы), на которой наглядно видно, по какому показателю ТУ оцениваемый образец ВВСТ превосходит или уступает относительно образца-аналога.

Основные показатели технического уровня образцов ВВСТ представлены на циклограмме в виде лучей, проведенных из центра. На лучах, как на шкалах, откладываются относительные значения показателей ТУ для каждого образца. Точки соединяют между собой и получают многоугольники, характеризующие совокупность свойств каждого образца ВВСТ (рисунок 1).

Построенная таким способом циклограмма позволяет оценить образцы-аналоги по каждому показателю в отдельности. Кроме того, из циклограммы («паутины качества») видно, что площадь, занимаемая многоугольником свойств образца ВВСТ эквивалентна обобщенному (интегральному) показателю ТУ. Чем площадь больше, тем выше ТУ образца ВВСТ. В этом случае обобщенный показатель ТУ определяется в соответствии с выражением:

$$Q_{TY} = \frac{1}{2} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \sum_{i=1}^m Q_i Q_{i+1},$$

где Q_{TY} – обобщенный показатель ТУ образца ВВСТ;

Q_i – относительное значение i -го единичного показателя ТУ.

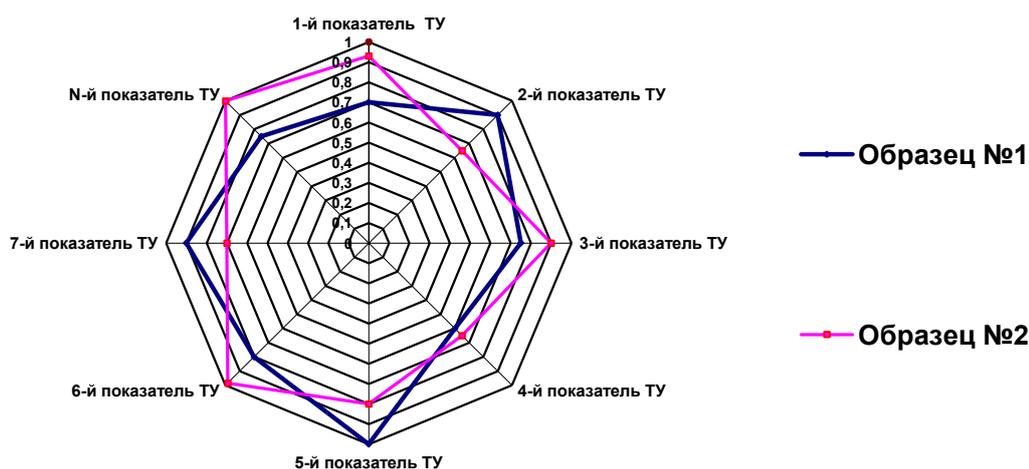


Рисунок 1 – Циклограмма показателей ТУ

Графический способ оценки технического уровня образцов ВВСТ наглядно дает представление какой образец вооружения является предпочтительней. Однако он обладает существенным недостатком: при изменении последовательности выхода лучей – показателей технического уровня из центра циклограммы, изменяется общая площадь многоугольника. Это не дает возможность однозначно интерпретировать полученные результаты.

Таким образом, дифференциальный способ оценки ТУ образцов ВВСТ, дает представление о значениях отдельных показателей ТУ, что позволяет определить по каким показателям ТУ исследуемый образец ВВСТ имеет превосходство относительно аналогичных образцов ВВСТ, а по каким уступает. Вместе с тем дифференциальный способ оценки ТУ не дает ответа на вопрос, какой из нескольких образцов ВВСТ лучше и на сколько в ситуации, когда одни показатели ТУ исследуемого образца ВВСТ превосходят соответствующие значения показателей ТУ образцов-аналогов, а другие показатели ТУ уступают значениям показателей ТУ образцов-аналогов.

Список использованных источников:

1. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы: учебное пособие для ВУЗов - Минск, 1988.
2. Варжапетян, А.Г. Квалиметрия: учебное пособие - СПб, 2005.

КОМПЛЕКСНЫЙ И СМЕШАННЫЙ СПОСОБЫ ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ ОБРАЗЦОВ ВООРУЖЕНИЯ, ВОЕННОЙ И СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Кашкин А. Ю.

Гринкевич А. В. - к. т. н.

Процесс развития системы вооружения Вооруженных Сил Республики Беларусь находится в тесной взаимосвязи с развитием вооруженных сил иностранных государств. Новое вооружение, появляющееся в армиях зарубежных стран, обладающее более высокими боевыми возможностями, снижает относительную боевую эффективность существующих отечественных образцов вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ). Таким образом, предопределяется необходимость проведения сравнительного анализа отечественной и зарубежной систем вооружения в целом и их отдельных элементов.

При наличии большого числа показателей ТУ и оценка по ним вызывает затруднения (трудно отдать какому-то из них предпочтение), используется комплексный или обобщенный способ оценки ТУ на основе определения комплексного (обобщенного) показателя ТУ. Комплексный показатель представляет собой функцию от единичных (групповых, комплексных) показателей ТУ образца ВВСТ.

Комплексный показатель ТУ должен отвечать нескольким требованиям, таким как:

репрезентативность (представительность) – представленность в нем всех основных характеристик образца ВВСТ, по которым оценивается его качество;

монотонность – изменение комплексного показателя ТУ образца ВВСТ при изменении любого из единичных показателей ТУ при фиксированных значениях остальных показателей;

нормированность – численное значение комплексного показателя должно находиться между наибольшим и наименьшим значениями относительных показателей качества. Данное требование определяет размах шкалы комплексного показателя качества (как правило от 0 до 1);

критичность (чувствительность) к варьируемым параметрам, т.е. реагировать на изменение каждого из единичных показателей ТУ;

сравнимость – сопоставимость результатов комплексной оценки ТУ, т.е. единичные показатели должны быть выражены в безразмерных величинах.

Оценка ТУ комплексным способом определяется отношением обобщенного показателя ТУ оцениваемого образца $Q_{оц}$ к соответствующему обобщенному показателю базового образца $Q_{баз}$:

$$K_{ТУ} = \frac{Q_{оц}}{Q_{баз}}.$$

Обобщенный показатель ТУ может быть выражен:

главным показателем – показателем, который может, по мнению экспертов, в основном характеризовать ТУ образца ВВСТ;

средневзвешенным показателем – показателем, который нормируется делением показателей оцениваемого образца ВВСТ и образца-аналога на соответствующее базовое (эталонное) значение;

интегральным показателем.

Главный показатель ТУ определяют в том случае, если имеется необходимая информация для установления функциональной зависимости главного показателя от единичных показателей. Главный показатель отражает основное назначение изделия, его функциональные возможности. Во всех случаях, когда имеется возможность выявления характера взаимосвязей между учитываемыми единичными показателями ТУ с комплексным показателем ТУ оцениваемого образца ВВСТ, следует определить функциональную зависимость $Q = f(Q_1, Q_2, \dots, Q_m)$. В качестве главного показателя ТУ образца ВВСТ часто выступает эффективность функционирования образца ВВСТ.

Смешанный способ оценки ТУ образцов ВВСТ – сочетание дифференциального и комплексного способов. Он применяется в случае, если обобщающий показатель ТУ недостаточно полно учитывает все существенные свойства образца ВВСТ и не позволяет получить выводы относительно некоторых определенных групп свойств.

При смешанном способе оценки ТУ выполняются следующие действия:

часть единичных показателей ТУ объединяют в группы и для каждой группы определяют соответствующий обобщенный показатель. Отдельные важные показатели не объединяют в группы, а применяют их в дальнейшем анализе как единичные;

на основе получаемой совокупности обобщенных и единичных показателей оценивают ТУ образцов ВВСТ дифференциальным методом.

Смешанный способ оценки ТУ образцов ВВСТ объединяет в себе как достоинства, так и недостатки дифференциального и комплексного способа оценки ТУ. С одной стороны, при применении данного способа оценки ТУ образцов ВВСТ не требуется определения функциональной или иной зависимости между обобщенными и единичными показателями ТУ, что заметно упрощает применение данного способа оценки ТУ.

Список использованных источников:

1. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы: учебное пособие для ВУЗов - Минск, 1988.
2. Варжапетян, А.Г. Квалиметрия: учебное пособие - СПб, 2005.

АНАЛИЗАТОР ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЕБАНИЙ МЕХАНИЗМОВ И МАШИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники г. Минск, Республика Беларусь

Кечик Д. А. , Лощинин И. В.

Воробьёв В. И. – с.н.с. НИЛ 5.3 НИЧ БГУИР к.т.н., доцент

Известно устройство [1], предложенное для контроля металлорежущих станков путём измерения амплитудных и фазовых соотношений между гармониками, возникающими в нелинейной системе станка при его зондировании гармоническими вибрационными воздействиями. Устройство реализовано в виде аналоговых электронных функциональных блоков.

Использование цифровой техники и ЭВМ позволяет значительно упростить устройство и применить более совершенные методы анализа.

В докладе предложено устройство, в котором выполняются межкомпонентные фазовые измерения гармоник колебаний механизмов и машин. Это позволяет снизить чувствительность к нестабильности коэффициента усиления и ЧХ измерительного оборудования, а также исключить зависимость результатов измерений от положения начала интервала анализа на оси времени.

Структурная схема устройства приведена на рисунке.

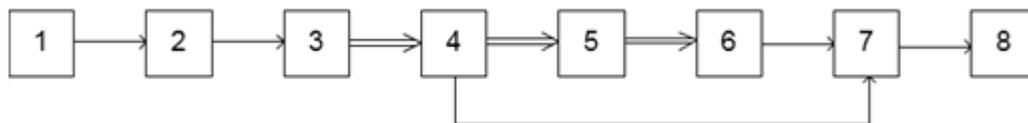


Рис. – Структурная схема устройства

Устройство состоит из микроконтроллера 1, который синтезирует гармонические колебания с нужной частотой зондирования механической конструкции станка, усилителя электрической мощности зондирующего воздействия 2, вибратора 3, преобразующего электрические колебания в механические, датчиков 4 и 6 зондирующего станок механического колебания и механического отклика инерционной конструкции станка, станка 5, двухканального аналогово-цифрового преобразователя 7, персональной электронно-вычислительной машины (ПЭВМ) 8.

С помощью ПЭВМ регистрируемые зондирующий вибросигнал и вибросигнал отклика инерционной конструкции станка раскладываются на гармонические составляющие. Для анализа фазовых соотношений между гармониками используются оценки так называемых фазового инварианта (ФИ) и фазового квазиинварианта (ФКИ). Метод ФИ впервые предложен В. А. Зверевым [2,3] для измерения дисперсии ультразвука в физических средах и продуктивно применяется в гидро - и радиолокации. ФКИ помимо гидро - и радиолокации используется, в частности, для анализа речевых сигналов и виброколебаний в [4,5]. Оба метода имеют ряд оригинальных качеств и обеспечивают высокую чувствительность и точность фазовых измерений. В докладе рассматривается использование указанных методов для оценки технического состояния оборудования механических узлов и машин.

Список использованных источников:

1. А.с. 560188 (СССР). Анализатор спектра фаз колебаний металлорежущих станков / Б. И. Минцерис
2. Борисенко С. Ю., Воробьёв И. В., Давыдов А. Г. Сравнение некоторых способов анализа фазовых соотношений между квазигармоническими составляющими речевых сигналов. /radio-technica.ru/wp-content/uploads/.../Секция-АР-Акустика-речи.pdf
3. Зверев В. А. Модуляционный метод измерения дисперсии ультразвука // Доклады Академии наук СССР, 1953, Том, XCI, № 4. –С.791-794.
4. Зверев В. А. Модуляционный метод измерения дисперсии ультразвука // Акустический журнал. Том 2. № 2. 1956. – С. 142–145.
5. Воробьёв В. И., Борисенко С. Ю. Методы межкомпонентной фазовой обработки спектральных составляющих нестационарных сигналов вибрации // XXVII сессия Российского акустического общества, посвящённая памяти учёных-акустиков – ФГУП «Крыловский государственный научный центр» А. В. Смольякова и В. И. Попкова. – Санкт-Петербург: 2014.

СТРУКТУРЫ ПРОЦЕССОРОВ БЫСТРОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ МГНОВЕННОГО СПЕКТРА ПО УОЛШУ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Кибак С.В., Жуковский В.

Будько А. А. – канд. техн. наук, доцент

Используя определенные структуры процессора быстрого вычисления мгновенного спектра по Уолшу, можно сократить число операций для каждой новой оценки мгновенного спектра.

В теории преобразования спектров установились следующие понятия спектров. Спектр по Уолшу — это коэффициенты преобразования в той или иной системе упорядочения от последовательности значений входного сигнала. При этом преобразования осуществляются со значениями входного сигнала $0 \div N-1, N \div 2N-1, 2N \div 3N-1$ и т.д. (где $N = 2^n$), т.е. на составных интервалах.

Другое понятие спектра - спектр мощности.

Третье понятие спектра - полный спектр мощности инвариантный к циклическому сдвигу.

В теории и многих практических приложениях важно производить оценку спектра по Уолшу на скользящем интервале, т.е. осуществлять вычисление коэффициентов преобразования от последовательностей, составленных из N значений входного сигнала, получаемых после каждого нового значения входного сигнала. Таким образом, осуществляются преобразования по Уолшу от последовательностей составленных из $0 \div N-1, 1 \div N, 2 \div N+1$ и т.д. значений входного сигнала.

В области гармонических спектров А.А. Харкевичем было введено понятие мгновенного спектра, т.е. спектра отражающего свойства процесса в данный момент времени. Это понятие соответствует спектру на скользящем интервале и поэтому целесообразно ввести понятие мгновенного спектра по Уолшу.

Если записать преобразование Уолша от вектора входного сигнала $\vec{f}_i = [f_i, f_{i+1}, \dots, f_{i+N-1}]^T$, то при последовательном изменении индекса i простейшее определение мгновенного спектра по Уолшу в матричном виде будет иметь следующий вид:

$$\vec{F}_i = W_N \vec{f}_i.$$

Вычисление мгновенного спектра по Уолшу можно осуществлять с помощью процессоров быстрого преобразования параллельного типа, использующий алгоритм Кули-Тьюки (рис. 1), а также группы процессоров последовательного типа, использующих алгоритм Сэнди (рис. 2). В любом случае для каждой оценки мгновенного спектра по Уолшу потребуется $N \cdot \log_2 N$ операций.

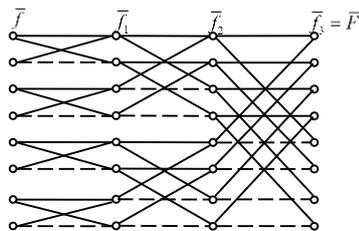


Рис. 1 – Алгоритм Кули-Тьюки

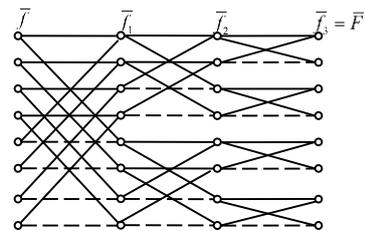


Рис. 2 – Алгоритм Сэнди

Однако, исследуя итерационную структуру вычислений спектральных коэффициентов от векторов $\vec{f}_i, \vec{f}_{i+1}, \vec{f}_{i+2}$ и т.д., можно заметить, что в этих преобразованиях имеются общие промежуточные результаты вычислений. Используя результаты вычисления коэффициентов преобразования от вектора \vec{f}_i при вычислении коэффициентов преобразования от вектора \vec{f}_{i+1} и т.д. можно сократить необходимое число операций для каждой новой оценки мгновенного спектра до $2(N-1)$.

Список использованных источников:

1. Голубов, Б.И. Ряды и преобразования Уолша: Теория и применения / Б. И. Голубов, А.В. Ефимов, В. А. Скворцов // М.: Академиздатцентр "Наука", 1987. – 344 с.
2. Ахмед, Н. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов / Н. Ахмед, К. Р. Рао // М.: "Связь", 1980. — 248 с.

МОДЕЛЬ ПЕРЕХВАТА ЦЕЛИ ЗЕНИТНОЙ УПРАВЛЯЕМОЙ РАКЕТОЙ С РАДИОКОМАНДНО-ИНЕРЦИАЛЬНЫМ НАВЕДЕНИЕМ

ОАО "АЛЕВКУРП", г. Минск, Республика Беларусь

Легкоступ В.В.

Маркевич В.Э. – канд. техн. наук

Осуществлено моделирование процесса наведения зенитной управляемой ракеты (ЗУР) на аэробаллистическую цель с использованием комбинированной системы наведения, выполнена оценка и сравнительный анализ показателей качества наведения командной и командно-инерциальной систем управления, показаны преимущества использования комбинированных систем наведения.

При наведении ЗУР на аэробаллистические цели (АБЦ) (корректируемые и планирующие авиабомбы, противорадиолокационные ракеты, ракеты систем залпового огня) для обеспечения высокой точности наведения целесообразно использовать метод пропорционального наведения (МПН) и его модификации.

Наряду с неоспоримыми достоинствами указанного метода (близкая к прямолинейной траектория, малые ошибки наведения, простота формирования сигнала управления, атака с любых ракурсов), существует ряд факторов, ограничивающих применение МПН при наведении от наземной Радиолокационной станции (РЛС):

- большие значения (до 30 град) углов упреждения при наведении на цель;
- высокая чувствительность МПН к маневру и необходимость оценки нормальных ускорений цели для их компенсации;
- низкая скрытность и помехозащищенность командной радиолонии управления и визирования ракеты.

Одним из путей решения указанных проблем является использование комбинированных командно-инерциальных систем наведения на основе бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС).

В статье проведен сравнительный анализ качества функционирования радиоконандной и командно-инерциальной систем управления ЗУР при наведении на АБЦ.

Для исследования была разработана математическая модель контура наведения ЗУР, включающая в себя:

- измерители координат ракеты и цели;
- модель ракеты;
- устройство выработки команд (УВК).
- модель БИНС;

Модель измерителей цели и ракеты представлена следящими системами дальности-скорости и угловых координат, реализованными в виде фильтров второго порядка, с известными задающими (координаты цели и ракеты) и возмущающими воздействиями. При этом, увеличение угла упреждения ракеты приводит к росту ошибок измерения координат ЗУР из-за снижения отношения сигнал/шум.

Модель ракеты представляет систему нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих движение в скоростной, связанной и инерциальной системах координат (СК) под действием команд управления, формируемых в УВК.

Программная реализация алгоритма УВК обеспечивает вычисление команд управления и сигналов коммутации режимов работы бортового оборудования ракеты.

Модель БИНС реализует алгоритмы вычисления координат и параметров движения ракеты в стартовой системе координат по информации, поступающей от бортовых датчиков (датчики линейных ускорений и угловых скоростей).

Моделировалось наведение на маневрирующую цель с параметрами: скорость – 600м/с, угол пикирования – 85 град, радиальная дальность встречи – 20000м, курсовой параметр – 15000м, высота – 1000м.

Для сравнительного анализа использовались следующие характеристики: нормальные ускорения ракеты в процессе наведения и в точке встречи; величины мгновенного промаха ракеты в процессе наведения и в точке встречи; математическое ожидание (МО) и среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки наведения в точке встречи в системе координат, связанной с РЛС.

Промах ракеты определялся следующим образом:

$$\vec{h} = \frac{|D|}{|\vec{D}|} [\vec{\omega} \times \vec{D}], \quad \vec{D} = \vec{r}_u - \vec{r}_p, \quad \vec{D} = \dot{\vec{r}}_u - \dot{\vec{r}}_p, \quad \vec{\omega} = M(\theta) \frac{[\vec{D} \times \dot{\vec{D}}]}{D^T \vec{D}},$$

где \vec{r}_u, \vec{r}_p - радиус-векторы цели и ракеты; $\dot{\vec{r}}_u, \dot{\vec{r}}_p$ - производные радиус-векторов цели и ракеты; θ - вектор углов наклона линии визирования ракета-цель в инерциальной СК; $M(\theta)$ - матрица Эйлера.

На рисунках 1, 2 приведены результаты моделирования ошибки наведения для случая использования радиоконандного и комбинированного (смешанного) радиоконандно-инерциального наведения ракеты.

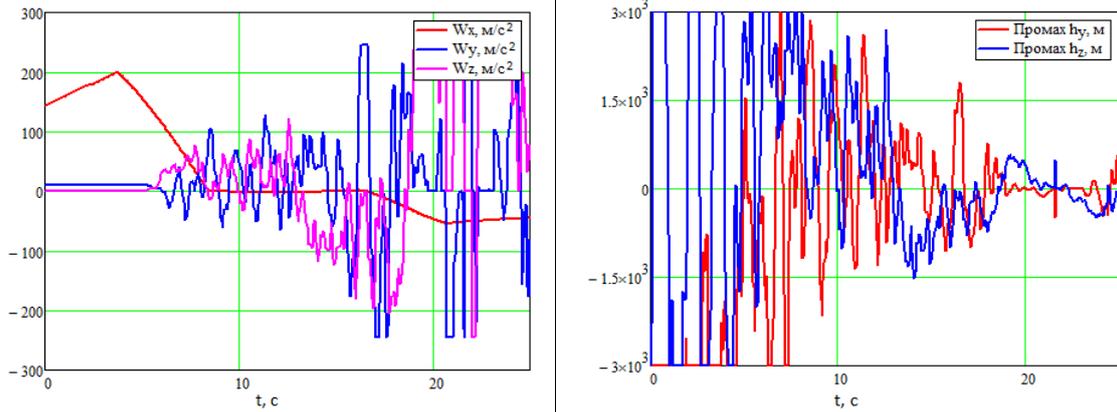


Рис. 1 – Нормальные ускорения и проекции промаха ЗУР при наведении без использования БИНС.

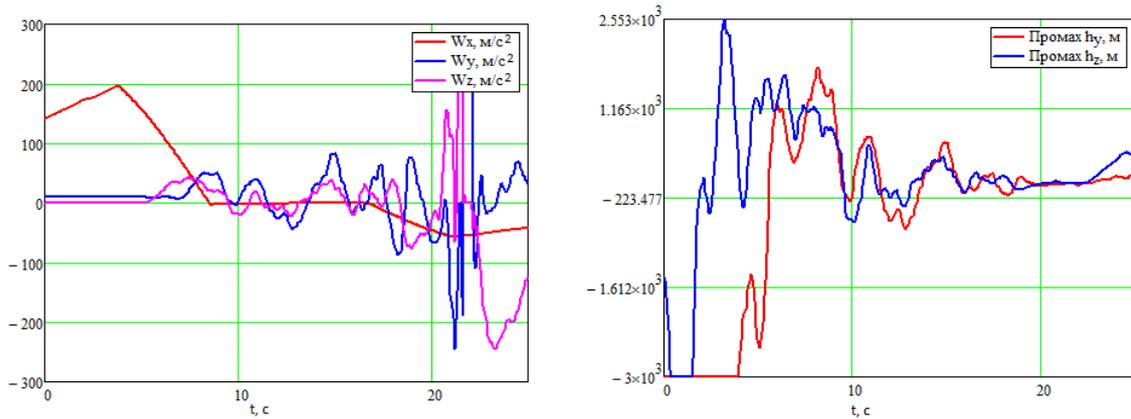


Рис. 2 – Нормальные ускорения и проекции промаха ЗУР при наведении с использованием БИНС.

Анализ показывает, что использование комбинированной системы наведения на базе БИНС позволяет снизить величину МО ошибки наведения ракеты в точке встречи в 1.8...2.5 раза, СКО – в 2.3...2.8 раза по сравнению с радиокমানной системой управления

Проведенное моделирование процесса перехвата аэробаллистической цели зенитной управляемой ракетой с различными системами наведения показало, что использование БИНС позволяет существенно снизить флюктуационные перегрузки ракеты и повысить точность наведения в 1.5...2.3 раза.

Список использованных источников:

1. Чердынцев, В. А. Системы передачи информации с расширением спектра сигналов / В. А. Чердынцев, Дубровский В.В. // Уч. метод. пособие для студентов радиотехнических специальностей. – Минск, 2009. – 131 с.
2. Карпушкин, Э. М. Радиосистемы передачи информации / Э. М. Карпушкин // Уч. метод. пособие для студентов учреждений, обеспечивающих получение высшего образования по специальности "Радиоэлектронные системы". – Минск, 2008. – 62 с.

МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ В МОБИЛЬНОЙ РАДИОСИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ И ВИДЕО- ИНФОРМАЦИИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Леонов Е. Д.

Семашко П. Г. – д-р. техн. наук, профессор

В мобильных радиосистемах передачи телеметрической и видео- информации одним из возможных методов передачи сообщений является мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). До недавнего времени распространение технологии OFDM сдерживалось сложностью её аппаратной реализации. Однако с развитием цифровой микросхемотехники данный метод является одним из основных [1].

В докладе приводится OFDM метод передачи сообщений, позволяющий обеспечить высокую эффективность при передаче телеметрической и видео- информации с летательного аппарата (ЛА) на землю при наличии аддитивных и мультипликативных помех.

OFDM является цифровой схемой модуляции, которая использует большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Каждая поднесущая модулируется по обычной схеме модуляции, например, квадратурная фазовая модуляция (QPSK) на низкой символьной скорости, сохраняя общую скорость передачи данных, как и у обычных схем модуляции одной несущей в той же полосе пропускания.

На рисунках 1 и 2 приведены структурная схема QPSK модулятора и фазовая огибающая QPSK сигнала:

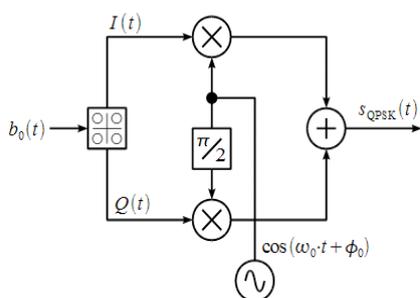


Рис. 1 – Структурная схема формирования QPSK модулятора

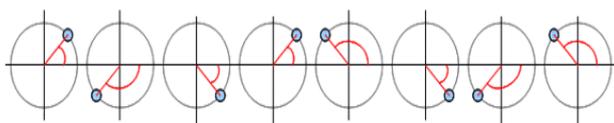


Рис. 2 – Фазовая огибающая QPSK модулятора

При QPSK используется созвездие из четырёх точек, размещённых на равных расстояниях на окружности. Используя 4 фазы, в QPSK на символ приходится два бита, как показано на рисунке 2.

Анализ показывает, что скорость может быть увеличена в два раза относительно BPSK при той же полосе сигнала, либо оставить скорость прежней, но уменьшить полосу вдвое. Также QPSK можно считать квадратурной модуляцией (QAM-4), иногда её проще рассматривать в виде двух независимых модулированных несущих, сдвинутых на 90°. При таком подходе чётные (нечётные) биты используются для модуляции синфазной составляющей I , а нечётные (чётные) — квадратурной составляющей несущей Q [2].

Основным преимуществом OFDM по сравнению со схемой с одной несущей является её способность противостоять сложным условиям в канале. Например, бороться с затуханием в области ВЧ в длинных медных проводниках, узкополосными помехами и частотно-избирательным затуханием, вызванным многолучевым характером распространения, без использования сложных фильтров-эквалайзеров. Низкая символьная скорость делает возможным использование защитного интервала между символами, что позволяет справляться с временным рассеянием и устранять межсимвольную интерференцию (МСИ).

OFDM метод передачи сообщений с использованием квадратурной модуляции QAM является наиболее эффективным, так как использование OFDM позволяет использовать алгоритм БПФ, который обладает быстрыми вычислительными свойствами.

Список использованных источников:

1. Бабков, В. Ю., Цикин И. А. Сотовые системы мобильной радиосвязи / В. Ю. Бабков, И. А. Цикин — 2-е изд. Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2013. — 432 с
2. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко // М.: "Связь", 2002. — 468 с.

СИСТЕМА ПИЛОТИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНОГО ИНТЕРФЕЙСА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Литвинов В.С.

Бильдюк Д.М. – магистр техн. наук, ст. преподаватель

В настоящее время довольно важной задачей инженеров является задача усовершенствования техники, используемой в строительной, ресурсодобывающей, исследовательской и военной сферах. И в будущем одним из эффективнейших решений этой задачи может стать производство шагающих роботов, так называемых «мехов». Однако перед инженерами встаёт проблема создания сложной автоматической системы поддержания равновесия и программ полуавтоматического перемещения конечностей. Решить эту проблему можно посредством внедрения системы прямого управления «мехом» через нейрокомпьютерный интерфейс – таким образом управление движением полностью берёт на себя оператор.

Разработанная функциональная схема многоканального нейрокомпьютерного интерфейса состоит из трёх главных и одного вспомогательного блоков: Экзокортекс, Система управления приводами, канал обратной связи и медицинский модуль.



Рис. 1 – Функциональная схема системы пилотирования на основе многоканального нейрокомпьютерного интерфейса.

При проектировании модели в первую очередь следует обратить внимание на системы непосредственного взаимодействия человека с искусственным интеллектом – Экзокортекс и Систему управления приводами.

В качестве устройства связи человека с командной системой машины было решено использовать современную систему Steady-State Visual Evoked Potentials ввиду её более высокого быстродействия по сравнению с аналогами (например, ЭЭГ). Система SSVEP в данном контексте будет представлять собой виртуальную сенсорную панель, на клавиши которой необходимо указывать взглядом. Учитывая, что руки оператора заняты системой управления приводами и что SSVEP на сегодняшний день обладает наибольшим быстродействием среди аналогов, рационально использовать именно её. [1]

Для формирования системы управления приводами была спроектирована трёхкаскадная модель, состоящая из Master-Slave контроллера, комплексного миографического устройства и системы захвата движений Motion

Capture.

Master-Slave контроллер представляет собой гибкий облегающий костюм, включающий в себя набор акселерометров, магнитометров и гироскопов. Такого типа система была представлена компанией Suidobashi в 2014 году.

В качестве вспомогательной системы глобальной пространственной ориентации машины можно использовать известную технологию захвата движений Motion Capture. Главной задачей Motion Capture станет отслеживание поворотов и наклонов головы и тела оператора.

Роль полной синхронизации оператора с машиной будет играть комплексное миографическое устройство (КМУ). Устройство является составной частью костюма-контроллера и включает в себя электроэнцефалограф и обширную электромиографическую структуру. КМУ взаимодействует непосредственно с нервной системой оператора и позволяет использовать нервные импульсы с мозга и конечностей оператора в качестве управляющих сигналов.

Также следует рассмотреть канал обратной связи машины с оператором. Канал состоит из трёх каскадов – визуальной связи, акустической связи и барической связи.

- 1) Визуальная связь выводит на экран оператора изображения, поступающие с внешних камер.
- 2) Акустическая связь позволяет оператору слышать происходящее снаружи.
- 3) Барическая система связи позволяет оператору чувствовать движения машины и её положение в пространстве за счёт встроенных в костюм гидравлических мини-приводов, которые при помощи силы давления создают эффект внешнего воздействия.

Изучив характеристики и особенности ритмов ЭЭГ, можно без труда понять, что наибольшее внимание стоит уделить задачам разрешения и обработки лямбда- и мю-ритмов. Эти ритмы имеют крайне низкий диапазон частот – 4-5 Гц для лямбда и 8-13 для мю.

Основным применением данных колебаний лямбда-ритма станет система SSVEP, которая основана на фиксации взгляда оператора на каком-либо отдельном элементе виртуальной панели управления. Лямбда-ритмы возникают при открытых глазах, когда глаза оператора совершают поисковые движения по панели. Как только взгляд фиксируется на определённой точке, лямбда-волны исчезают, что служит сигналом «нажатия» на виртуальную пиктограмму.

Мю-ритм будет главным образом задействован в КМУ. Пока оператор находится в состоянии физического покоя, ЭЭГ-часть устройства будет регистрировать мю-волны, но при совершении каких-либо движений амплитуда регистрируемых сигналов уменьшается. В то же время датчики электрической активности мышечных волокон оператора собирают подробные сведения о движениях. Эти сведения в совокупности с данным об уменьшении амплитуды фиксируются и проходят обработку в режиме реального времени. [2]

Проведя анализ быстродействия человеческого интеллекта и некоторые его характеристики, можно построить графики сравнения коэффициентов точности и быстродействия элементов системы пилотирования для нескольких способов:

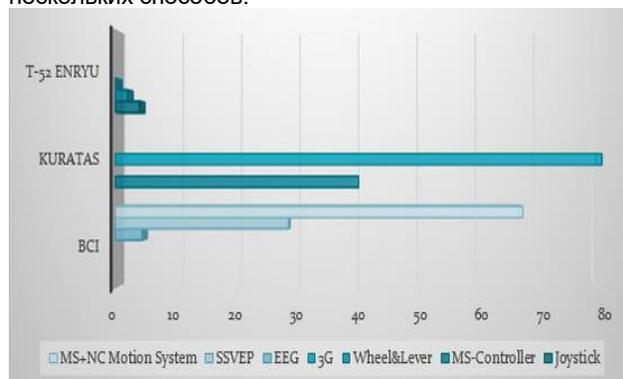


Рис. 2 – График сравнения коэффициентов быстродействия элементов системы управления.

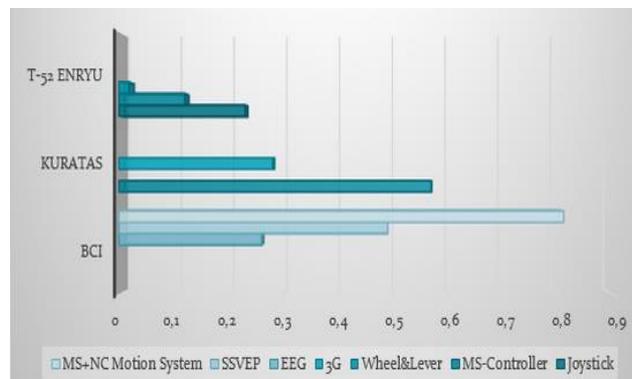


Рис. 3 – График сравнения коэффициентов точности элементов системы управления.

Таким образом, была спроектирована система пилотирования на основе многоканального нейрокомпьютерного интерфейса. Данная система обладает лучшими совместными показателями быстродействия и точности работы элементов управления, что, несмотря на высокую стоимость, даёт ей преимущества на фоне существующих на данный момент типов систем пилотирования.

Список использованных источников:

1. Niedermeyer's Electroencephalography: Basic Principles, Clinical Applications, and Related Fields / ed.: D. L. Schomer, H. L. S. Fernando. — 6th. Ed. — Philadelphia, Pa.: Lippincott Williams & Wilkins, 2010. — 668 p.
2. Researchers develop a fast, noninvasive brain-computer interface [Electronic resource] : MedicalXpress / Christopher Packham. — Mode of access: <http://medicalxpress.com/news/2015-10-fast-noninvasive-brain-computer-interface.html>. — Date of access: 27.10.2015.

КОНСТРУИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ В СРЕДЕ ANYLOGIC

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Малько В.С.

Давыдов И.Г. – кан. техн. наук

Конструирование транспортных средств – эффективное средство анализа транспортных потоков. Существующие инструменты являются слишком сложными для использования инженерами-транспортниками либо не предоставляют необходимых возможностей расширения. Разработанная среда рассчитана на два типа использования: (1) транспортные инженеры создают модели систем и экспериментируют с ними; (2) программисты-имитационщики расширяют среду путем добавления новых элементов.

Возрастающие автотранспортные потоки больших городов диктуют необходимость в реконструкции существующих и создании новых транспортных узлов [2]. Низкоуровневое имитационное моделирование – эффективный способ анализа пропускной способности и других характеристик небольших и средних транспортных систем [3].

В настоящее время существуют несколько средств низкоуровневого моделирования транспортных систем. Все рассмотренные системы, кроме Transport Library AnyLogic 5, являются зарубежными разработками и имеют высокую стоимость, часто неприемлемую для отечественных проектных организаций и муниципальных образований. Моделирование во многих средах (VISSIM, Transmodeler) предоставляет богатый набор возможностей, но часто является неоправданно сложным и недоступным специалистам в предметной области, так как предполагает глубокое знание технологий имитационного моделирования. В Transport Library AnyLogic 5 необходимо детально указывать возможные траектории движения автомобилей, что делает невозможным, например, адекватно моделировать перестроения автомобилей при движении по многополосному участку дороги. Некоторые (SIDRA Intersection) средства позволяют моделировать только отдельные типы объектов транспортной инфраструктуры.

Среду низкоуровневого моделирования транспортных систем было решено создавать на платформе AnyLogic 6, приняв за основу агентный подход. Разработана общая структура среды моделирования транспортных систем.

Среда мелкомасштабного моделирования транспортных систем (ММТС) состоит из двух подсистем – конструктора моделей и исполняющего модуля. Разработчики моделей имеют возможность в визуальном режиме создавать модели и сохранять их в XML-файлы. Эксперименты проводятся с помощью исполняющего модуля, отображающего анимацию по ходу моделирования. В основе разработанной среды лежит алгоритм поведения агента – участника дорожного движения.

Задание структуры моделируемой транспортной системы осуществляется с помощью разработанного языка описания транспортных систем.

Язык представляет собой совокупность классов элементов $C = \{C_1, \dots, C_N\}$ и правил композиции элементов $R = \{R_1, \dots, R_M\}$. Выделено два типа классов элементов: основные (соответствующие реальным объектам транспортной инфраструктуры) и вспомогательные (служащие для задания параметров модели).

Примером основного класса элементов являются классы «перекресток», «прямой участок дороги», «парковка» и др. Вспомогательным классом элементов является класс «граница моделируемого участка», позволяющий задавать интенсивность транспортного потока на въезде в моделируемую транспортную систему. Каждому классу C_i соответствует набор P_i из K_i свойств $P_i = \{P_{i1}, \dots, P_{iK_i}\}$. Правило композиции R_j элементов классов C_r и C_q представляет собой матрицу вида (1), в которой элементы вида R_{jx} принимают значения «истина», если для композиции элементов классов C_r и C_q требуется совпадение значений соответствующих свойств P_{rx} и P_{qy} , «ложь» – в противном случае.

Результатом исследования стала среда агентного имитационного моделирования транспортных систем на платформе AnyLogic. Предложена модель поведения участника дорожного движения, отражающая многие аспекты поведения водителей на дорогах. Традиционные алгоритмы следования и смены полос адаптированы для случаев движения по различным участкам дорожной инфраструктуры. Модель положена в основу разработанной среды. Структура среды конструирования обеспечивает ее расширяемость за счет возможности добавления новых компонентов.

Список использованных источников:

1. Ahmed K. I. Modeling Drivers' Acceleration and Lane Changing Behavior, Massachusetts Institute of Technology, 1999.

ВЫЯВЛЕНИЕ ИСТОЧНИКОМ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО СЪЕМА ИНФОРМАЦИИ НА КОНТРОЛИРУЕМОМ ОБЪЕКТЕ

Матюшков А.Л., Миденко К.С., Свиридов Е.В.

Матюшков А.Л. – канд. техн. наук, доц.

В настоящее время, в связи с участвовавшими случаями промышленного шпионажа, остро становится вопрос защиты информации на крупных предприятиях, заводах и банках. Одним из самых распространённых способов несанкционированного съёма информации (НСИ) является использование различных радиопередающих устройств. Для выявления источников НСИ, необходимы эффективные методики и мероприятия по их обнаружению. В данной работе была разработана методика, позволяющая доступными средствами осуществить поиск источников радиоизлучений в контролируемом помещении.

Исследования проводились в лаборатории БГУИР в сложной электромагнитной обстановке(ЭМО). Для измерения использовался анализатор спектра АКС-1303 фирмы АКТАКОМ, селективный микровольтметр SMV 8.5 фирмы RFT, ненаправленная антенна и узконаправленная антенна УКВ диапазона, тестовые радиопередатчики на несущих частотах 65 и 434МГц.

На начальном этапе с помощью ненаправленной антенны, составляется база всех источников излучений(ИИ) в различных частотных диапазонах, характерных для подконтрольного объекта, в разное время суток. Путём анализа данных о распределении частотного ресурса, аудио мониторинга полученной базы с помощью селективного микровольтметра SMV 8.5 и отключения электроэнергии в контролируемом помещении, проводится выборка потенциально «опасных» ИИ.

Далее, с помощью узконаправленной антенны и радиотриангуляционного метода, определяется их местоположение.

На рисунках 1,2 представлены фрагменты спектров радиоизлучений при мониторинге контролируемого объекта:

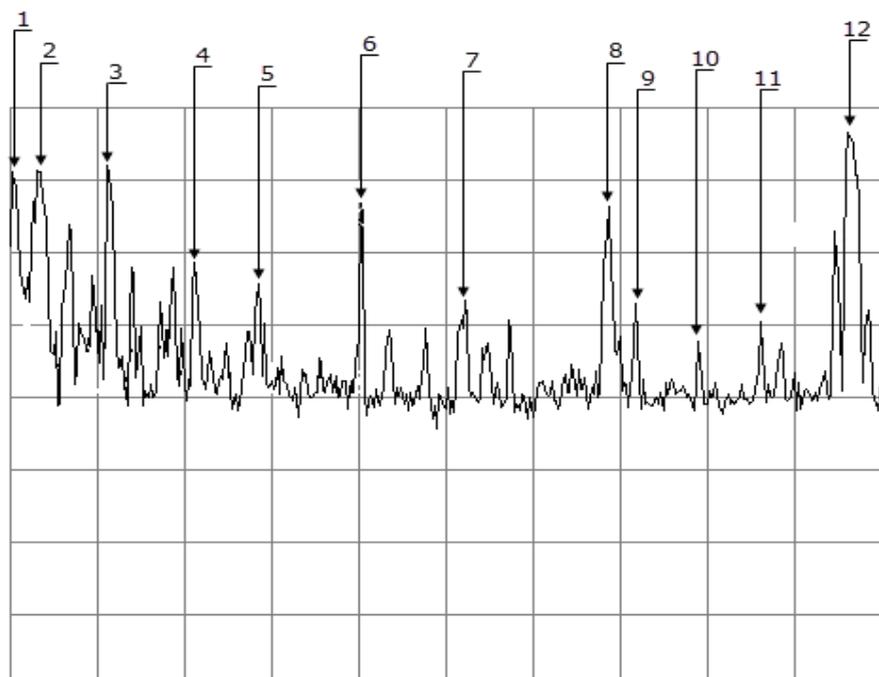


Рис. 1 Спектры электромагнитных излучений в контролируемом помещении, их уровни и несущие частоты. Маркер 6 -радиоизлучение тестового передатчика с цифровой манипуляцией ASK на несущей частоте $f=433,9$ МГц.

Номер маркера	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Центральная частота, МГц	72.82	97.65	172.14	260.18	325.64	433.9	537.82	689.06	716.15	781.61	847.07	937.36
Амплитуда, дБм	-64.72	-63.23	-64.6	-75.53	-78.96	-71.32	-84.46	-70.58	-83.61	-88.2	-84.67	-58.24

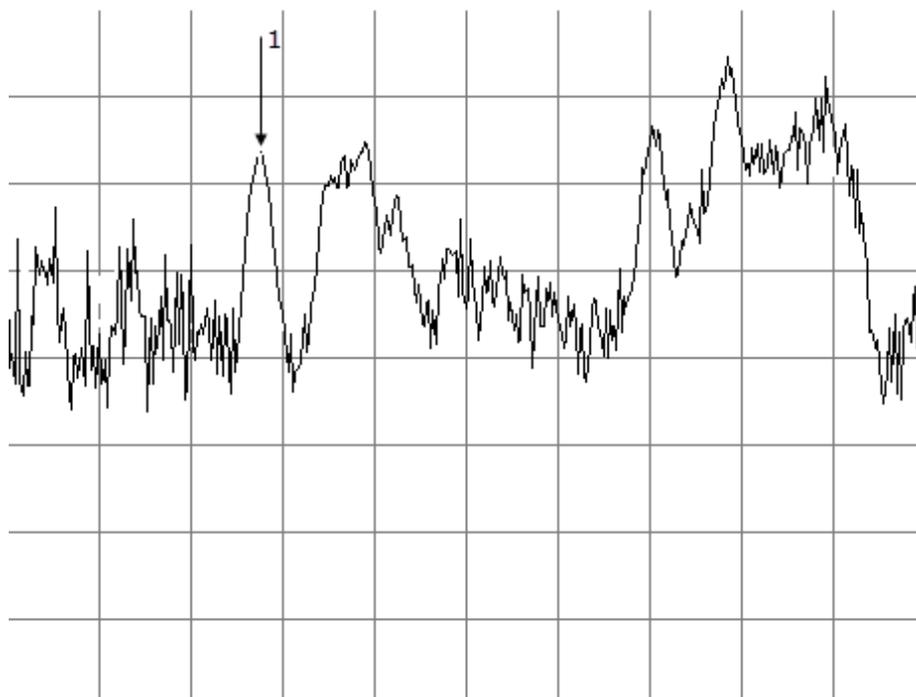


Рис. 2 Радиоизлучение тестового передатчика (маркер 1) с ЧМ - модуляцией на несущей частоте $f=65,45$ МГц УКВ диапазона и амплитудой $-66,75$ дБм.

Видно, что в сложной ЭМО на контролируемом объекте сигналы, относящиеся к ИИ несанкционированного съема информации, хорошо маскируются в спектре излучений различных приёмо-передающих устройств. Методика позволяет обнаруживать и выявлять местоположение передающих устройств, находящихся в смежных помещениях.

Экспериментальные исследования показали, что при использовании УКВ антенны с диаграммой направленности 30 градусов местоположение НСИ определяется с погрешностью не более 10%. Предложенная методика отличается простой и доступностью используемого оборудования. Студенты кафедры РТС БГУИР по указанной методике успешно осуществляли поиск тестовых радиопередатчиков с неизвестными им параметрами.

ПУЛЬТ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ АНТЕННО-ПОВОРОТНЫМ УСТРОЙСТВОМ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Новицкий А. А.

Говор С. Г. – ведущий инженер

В современных антенных системах целесообразно использовать дистанционное управление антенно-поворотным устройством (АПУ). Управление может осуществляться оператором как с автоматизированного рабочего места в аппаратной радиорелейной станции (РРС), так и с помощью ПДУ, вынесенного из аппаратной РРС и подключенного к шкафу управления АПУ.

Применение ПДУ позволяет оператору взять на себя управление восемью антенными приводами, управляемыми по азимуту и углу места, на расстоянии до 200 метров. Углы поворота по азимуту $\pm 175^\circ$, по углу места – $\pm 10^\circ$. Дискретность отображения углов поворота устройства антенного – $1,0^\circ$. Дискретность настройки углов поворота устройства антенного (юстировка) $\pm 0,2^\circ$. Контроллер обеспечивает обмен информацией с АПУ через адаптер интерфейса RS-485 и обмен с ПЭВМ через адаптер интерфейса RS-232. Так же, обеспечивается скорость передачи данных между ПДУ и АПУ не менее 19,2 кбит/с.

Изделие имеет режимы тестирования и регулировки настроек углов поворота и режим контроля работоспособности всех подключенных антенных приводов, что позволяет своевременно выявить неполадки системы и быстро устранить их.

На рисунке 1 приведена структурная схема ПДУ, а на рисунке 2 – его внешний вид.

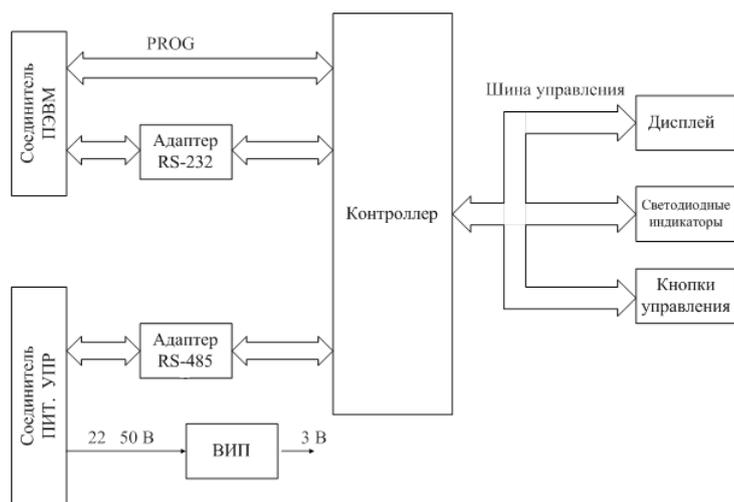


Рисунок 1 – Структурная схема ПДУ

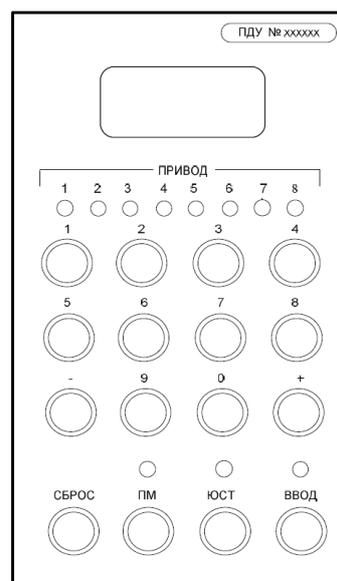


Рисунок 2 – Внешний вид ПДУ

Как видно из рисунка 1, центральным элементом изделия является контроллер, обеспечивающий по шине управления взаимодействие с дисплеем, считывание вводимой информации с кнопок изделия, отображение текущего состояния и режима работы изделия на светодиодных индикаторах.

Список использованных источников:

1. Datasheet C8051F121 – Silicon Laboratories, 2004;
2. Мячев А. А. Интерфейсы средств вычислительной техники. Энциклопедический справочник. М.: Радио и связь, 1993. С. 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ С ООК И FSK МАНИПУЛЯЦИЯМИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Матюшков А.Л., Новицкий Д.В., Яловик И.Ф.

Матюшков А.Л. – канд. техн. наук, доц.

В настоящей работе был разработан лабораторный стенд для проведения исследований структуры протоколов передачи цифровых данных в радиоканале при использовании ООК и FSK манипуляций. В качестве приемно-передающих устройств использовались два радиомодема. Обмен данными между модемами осуществлялся через коаксиальную линию связи с изменяемым ослаблением, с целью моделирования реального затухания радиосигнала при распространении в свободном пространстве.

В структуре протокола передачи данных менялись параметры: скорость передачи C (от 1200 до 32000 бит/с), синхронизация Sh (от 1 до 2 байт), преамбула Pr (от 1 до 4 байт), объем передаваемых данных (от 10 до 240 байт) и количество сеансов связи N (от 1000 до 10000 раз). Результаты исследований представлены на рисунках 1.1, 1.2, 2.1, 2.2:

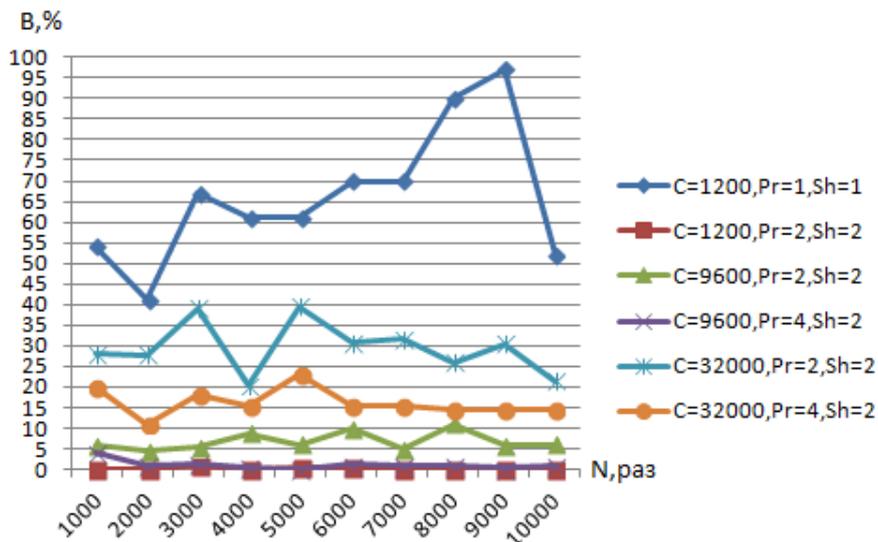


Рисунок 1.1. Зависимость процента ошибок B (от 0 до 100%) в пакетах от количества сеансов связи при передаче цифровых данных на различных скоростях для ООК манипуляции.

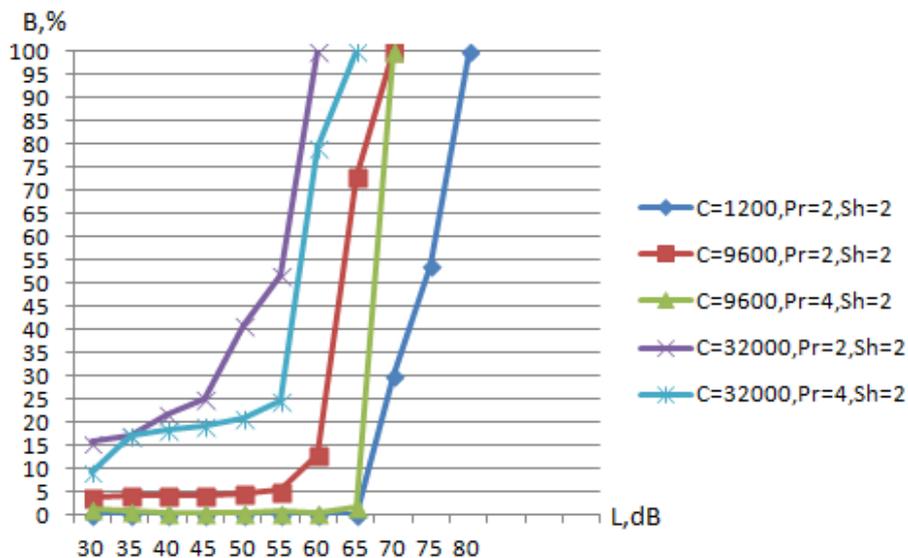


Рисунок 1.2. Зависимость процента ошибок B от уровня ослабления сигнала L (от 30 до 80 dB) для ООК манипуляции.

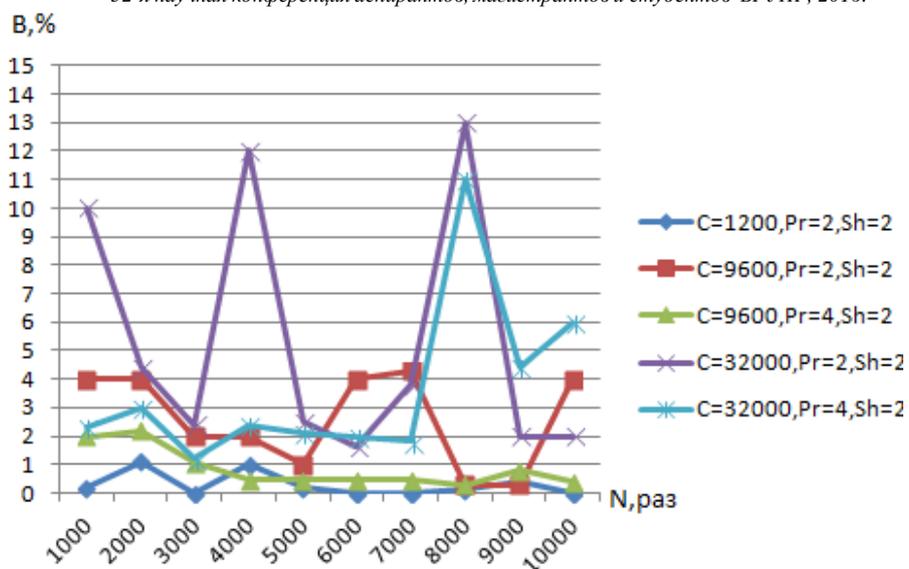


Рисунок 2.1. Зависимость процента ошибок В от количества сеансов связи при различных скоростях для FSK манипуляции.

Процент ошибок (от 60 до 100%) при передаче данных с параметрами $C=1200$, $Pr=1$, $Sh=1$ имеет случайный характер (на графике не показан) вследствие срывов синхронизации.

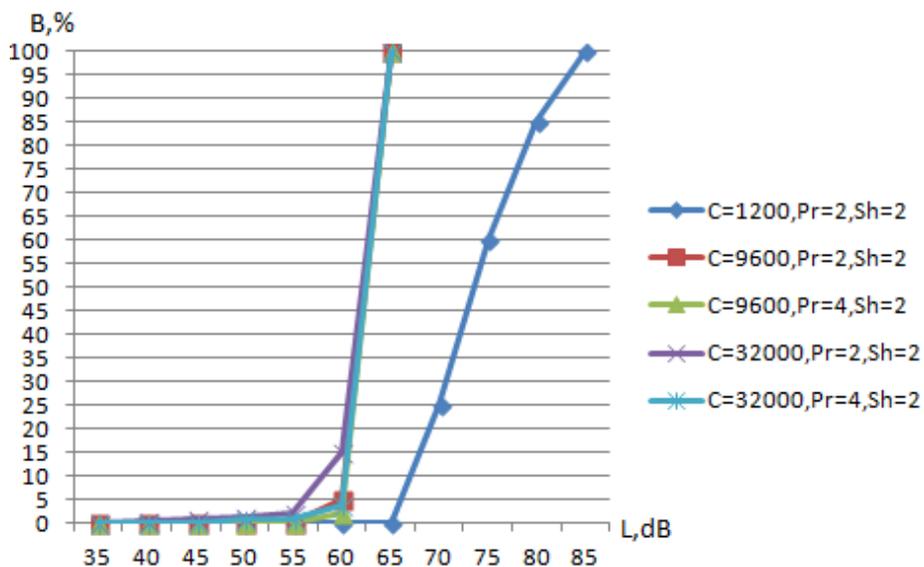


Рисунок 2.2. Зависимость процента ошибок В от уровня ослабления сигнала L для FSK манипуляции.

Из анализа экспериментальных данных можно сделать следующие выводы:

- уменьшение количества байт синхронизации и преамбулы в протоколе обмена при любых скоростях всегда приводит к потерям передаваемых цифровых данных (В от 40 до 100%);
- передача данных на низких скоростях (от 1200 до 9600 бит/с) проходит практически без потерь вплоть до ослабления 60 dB;
- FSK манипуляция более устойчивая при одинаковых параметрах передачи цифровых данных и имеет достаточно малый % ошибок на всех скоростях относительно ООК манипуляции.

ВЛИЯНИЕ НЕГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ НА СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ В ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ С ООК И FSK МАНИПУЛЯЦИЯМИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Матюшков А.Л., Новицкий Д.В., Яловик И.Ф., Омельчук Е.В.

Матюшков А.Л. – канд. техн. наук, доц.

Исследование влияния негауссовских помех на передачу данных в цифровых системах связи является актуальной задачей. При проведении исследований использовалась лабораторная установка, состоящая из приемно-передающих устройств (два радиомодема), в структуре протокола передачи данных которых менялись параметры: скорость передачи C (от 1200 до 32000 бит/с), объем передаваемых данных (от 10 до 240 байт) и количество сеансов связи (от 1000 до 10000 раз). Так же в лабораторной установке использовался генератор Г4-76А для формирования прицельной по частоте негауссовской (немодулированной гармонической) помехи с шириной полосы 12кГц (Рис.1). Спектры радиосигналов с ООК и FSK манипуляциями при воздействии помех представлены на Рис.2 и Рис.3.

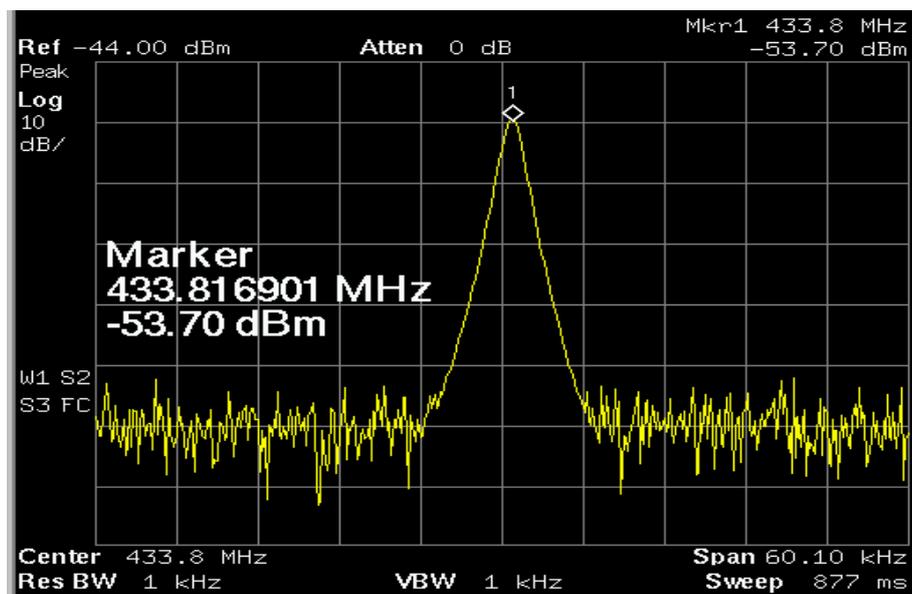


Рис.1. Спектр немодулированной гармонической помехи.



Рис.2. Спектр радиосигнала с ООК манипуляцией и $C=9600$ бит/с при воздействии помехи.

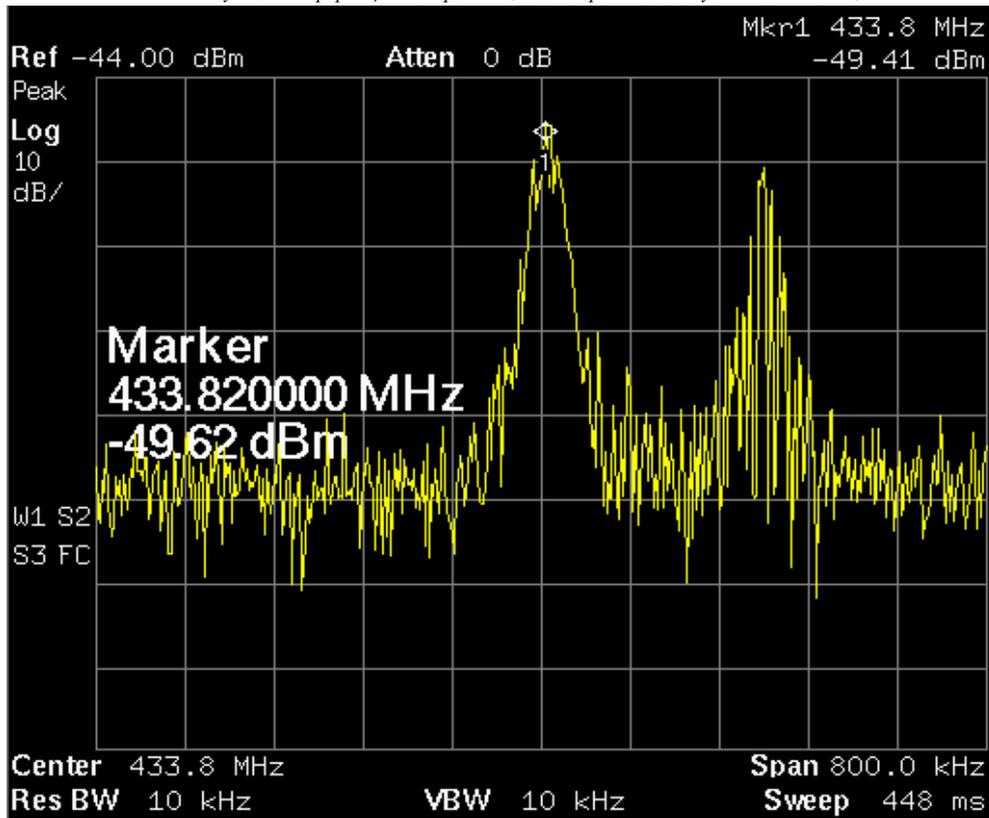


Рис.3. Спектр радиосигнала с FSK манипуляцией и $C=9600$ бит/с при воздействии помехи.

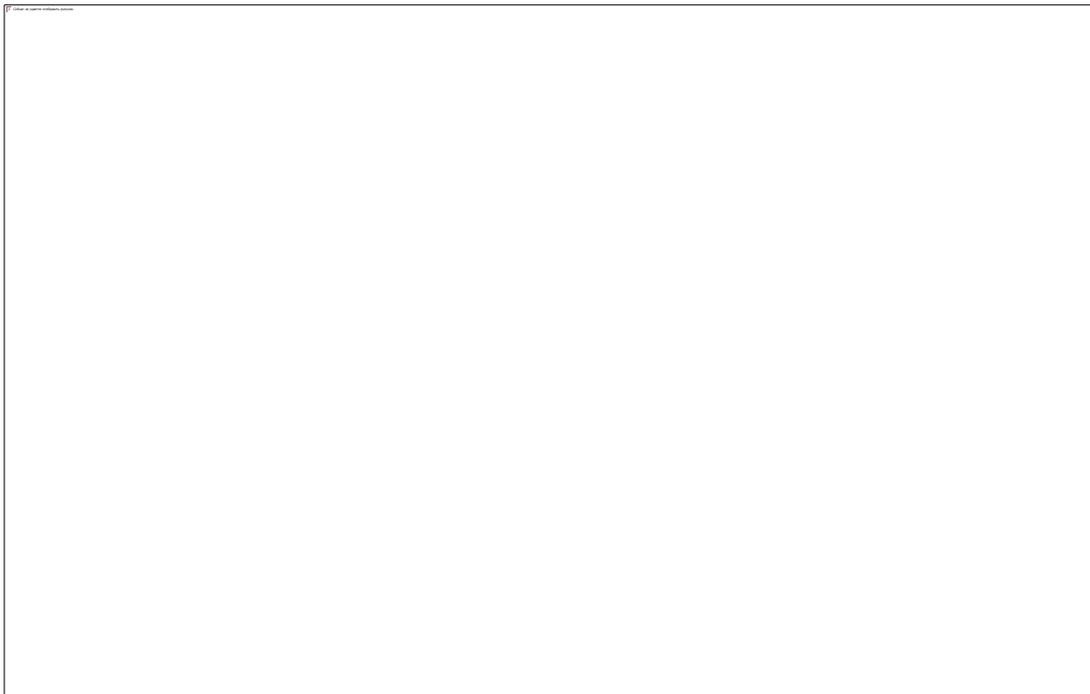


Рис.4. График зависимости процента ошибок передачи цифровых данных от отношения сигнал/помеха для OOK и FSK манипуляций.

Анализ результатов исследований (см.графики на рис.4) позволяет сделать следующие выводы:

- передача цифровых данных с OOK манипуляцией при низких скоростях обмена от $C=1200$ бит/с до 9600 бит/с может осуществляться без потерь при минимальном соотношении сигнал шум равным 12...13;
- при одинаковых скоростях передачи данных помехоустойчивость радиосигналов с FSK манипуляцией не менее чем в 2 раза выше чем помехоустойчивость радиосигналов с OOK манипуляцией.

КРИПТОГРАФИЯ АЛГЕБРАИЧЕСКИХ КРИВЫХ В ПРОТОКОЛЕ АУТЕНТИФИКАЦИИ СУБЪЕКТА ПО СХЕМЕ «ЗАПРОС-ОТВЕТ»

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Панькова В. В.

Саломатин С. Б. – к.т.н., доцент

Одной из основных составляющих систем безопасности является аутентификация пользователя: подтверждение личности отправителя или получателя информации. Задача надёжной аутентификации пользователей, т.е. подтверждение соответствия удалённого субъекта тому, за кого он себя выдаёт, решается средствами криптографии.

Действительно защищённой от перехвата при прослушивании является схема «запрос-ответ», вследствие невозможности извлечения информации о пароле в открытом виде из-за необратимости применённого криптографического преобразования.

По методу схемы «запрос-ответ» верификатор генерирует случайное или псевдослучайное число, отвечающее только одному требованию – уникальности, т.е. неповторяемости с течением времени, и высылает его претенденту. Претендент производит какое-либо однонаправленное криптографическое преобразование (блочное шифрование или хэширование) над парольной фразой и присланным запросом и высылает результат верификатору. Верификатор производит независимо от клиента такие же преобразования и сверяет получившийся у него результат с присланным ответом претендента.

Алгебраические кривые в средствах криптографии повышают стойкость и предоставляют дополнительный параметр маскировки – вида кривой. В общем случае алгебраическая кривая над конечным полем $GF(q)$ определяется множеством точек $P(x, y, z)$, чьи координаты x , y и z являются элементами поля, и задаётся многочленом, например, $y^2z + a_1xyz + a_3yz^2 = x^3 + a_2x^2z + a_4xz + a_6z^3$, коэффициенты которого $a_i \in GF(q)$ задают вид кривой. Алгебраические кривые, стойкие по отношению к методу логарифмирования, могут быть использованы для целей аутентификации по схеме «запрос-ответ». Такую схему использует криптографический протокол аутентификации субъекта на основе метода доказательства с нулевым разглашением знаний.

В процессе аутентификации участвуют претендент, верификатор и доверенная сторона, например центр управления и распределения ключей. Предполагается, что каждому претенденту присвоен уникальный идентификационный номер I_A .

Первый этап включает задание системных параметров. Центр управления и распределения ключей определяет кривую и точку P на ней, которая после q -кратного сложения с самой собой образует «нулевую» точку кривой. Секретным ключом претендента является сгенерированное случайным образом число d , а открытым ключом точка Q , определяемая как произведение $Q = d \cdot P$. Идентификационный номер I_A и открытый ключ Q претендента сохраняются в базе данных верификатора.

На этапе информационного обмена претендент доказывает верификатору свою идентичность: верификатор выбирает случайным образом число h и передаёт его претенденту. Претендент генерирует своё случайное число k , $0 < k < q$. Вычисляет x -координату точки, т.е. $r = k \cdot P$, вычисляет y -координату точки, т.е. $s = (r \cdot d + k \cdot h) \bmod q$, и передаёт верификатору точку (r, s) .

Этап проверки знаний претендента: верификатор принимает точку с координатами (r, s) и производит вычисления: $Z_1 = (s \cdot (h^{-1})) \bmod q$, $Z_2 = ((-r) \cdot (h^{-1})) \bmod q$, $R = (Z_1 \cdot P + Z_2 \cdot Q)$.

В заключение верификатор проверяет равенство $r = R$. Если оно верно – принимается решение о том, что претендент доказал свои знания и раунд аутентификации завершён успешно, иначе - решение об отсутствии у претендента требуемых знаний.

Таким образом, средства криптографической защиты с использованием алгебраических кривых преобразуют информацию с помощью обратимого математического алгоритма, а стойкость криптографической системы определяется используемыми алгоритмами и степенью секретности ключа. Криптографический протокол аутентификации по схеме «запрос-ответ» позволяет реализовать простые программно-аппаратные комплексы, способные аутентифицировать своего владельца без раскрытия информации о записанном секретном ключе. Это означает, что в случае перехвата данных, риску подвергается не сам ключ, а только данные сеанса, которые нельзя использовать повторно, так как при каждом новом раунде аутентификации верификатор генерирует новое случайное число.

Список использованных источников:

1. Конеев, И.Р., Беляев А.В. Информационная безопасность предприятия. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 752 с.
2. Саломатин, С. Б. Методические указания к лабораторной работе Криптографические протоколы. – Минск: БГУИР, 2002. – 22 с.

АНАЛИЗ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ БРЛС ОБЗОРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ УДАРНЫХ САМОЛЕТОВ

учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
г. Минск, Республика Беларусь

Рахоцкий Д.А.

Лапука О.Г. – д-р. техн. наук, профессор

Важной особенностью БРЛС обзора земной поверхности, напрямую влияющей на эффективность выполнения задачи ударных самолетов, является ее высокая помехозащищенность, обусловленная увеличением длительности интервала наблюдения, на протяжении которого выполняется когерентное накопление принимаемого сигнала в соответствии с принципами синтетизирования антенной апертуры.

Теория потенциальной помехоустойчивости определяет отношение сигнал-шум по мощности q^2 на выходе устройства когерентного накопления при воздействии белого гауссовского шума как отношение энергии полезного входного сигнала E_c к спектральной плотности мощности N_0 входного шума, независимо от природы его возникновения (внутренний, внешний). Расписав данные параметры с учетом условия спектральной прицельности создаваемых помех, имеем:

$$q^2 = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c \tau_n}{\frac{P_n}{\Delta f_n}} \approx \frac{P_c \tau_n \Delta f_c}{P_n} = q_{in}^2 \tau_n \Delta f_c, \quad (1)$$

где P_c – импульсная мощность полезного сигнала и средняя мощность шума на входе устройства когерентной обработки; Δf_c – ширина спектра полезного сигнала и шума соответственно, в выражении (1) они приняты равными между собой; $q_{in}^2 = P_c / P_n$ – отношение сигнал-шум на входе устройства когерентной обработки; τ_n – длительность интервала когерентного накопления.

Величина q_{in}^2 определяется исключительно энергетическими характеристиками, то есть энергопотенциалом БРЛС PG и станции активных помех $P_j G_j$, дальностью расположения объекта наблюдения $D_{ц}$ и помехопостановщика D_j , а также эффективной площадью отражения (ЭПО) цели $\sigma_{ц}$ и условиями постановки помех (по главному лепестку либо по боковым лепесткам). К примеру, при реализации режима индивидуального прикрытия, когда аппаратура постановки помех расположена непосредственно на прикрываемом объекте (работа по главному лепестку ДНА РСА), отношение сигнал-шум на входе будет равно

$$q_{in}^2 = \frac{PG\sigma_{ц}}{(4\pi)^2 D^4} \Big/ \frac{P_j G_j}{4\pi D^2} = \frac{PG\sigma_{ц}}{4\pi P_j G_j D^2}. \quad (2)$$

Принимая, что данная величина является фиксированной, из выражения (1) следует, что отношение сигнал-помеха на выходе устройства обработки определяется исключительно длительностью интервала когерентного накопления τ_n и шириной спектра зондирующего сигнала Δf_c . Поэтому для анализа помехозащищенности БРЛС ОЗП требуется определить максимальные (потенциально достижимые) значения данных характеристик.

Решение данной задачи основывается на условиях оправданной аппроксимации начальной фазы траекторного сигнала в тракте обработки приемника БРЛС ОЗП и равенства линейной разрешающей способности формируемого радиолокационного изображения по двум координатам ($\Delta L \approx \Delta D$). Аппроксимация начальной фазы траекторного сигнала подразумевает неучет высших составляющих набега начальной фазы, вклад которых на заданном промежутке времени весьма мал. Исходя из абсолютной ошибки по доплеровской частоте, вызванной неучетом высших составляющих набега начальной фазы траекторного сигнала в тракте обработки можно определить максимальное время синтетизирования. Режим доплеровского обужения луча (ДОЛ), вследствие использования нефокусированного синтеза апертуры, учитывает только линейный и квадратичный набег начальной фазы. Вследствии этого абсолютная величина ошибки $\Delta f_{ДОЛ}$ по доплеровской частоте для режима

ДОЛ составит

$$\Delta f_{ДОЛ} = \frac{1}{T_{ДОЛ}} = \frac{2}{\lambda} \Delta V = \frac{2V_n^2}{\lambda D_0} \sin^2 \beta_0 T_{ДОЛ}, \quad (3)$$

где D_0, β_0 – начальные дальность и азимут наблюдаемого объекта относительно БРЛС ОЗП в системе координат, связанной с вектором скорости ее носителя, совершающего прямолинейный полет с постоянной скоростью V_n . В отличие от режима ДОЛ, режим фокусированного синтеза апертуры учитывает не только линейный и квадратичный набег фазы, но и кубический. Следовательно, для режима ФСА, величина абсолютной ошибки по

доплеровской частоте $\Delta f_{\text{ФСА}}$ составит

$$\Delta f_{\text{ФСА}} = \frac{1}{T_{\text{ФСА}}} = \frac{2}{\lambda} \Delta V = \frac{3V_{\text{н}}^3}{\lambda D_0^2} \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0 T_{\text{ФСА}}^2. \quad (4)$$

Выразив из выражений (3) и (4) искомые величины потенциального времени синтезирования получим:

$$T_{\text{ДОЛ}} = \frac{1}{V_{\text{н}} \sin \beta_0} \sqrt{\frac{\lambda D_0}{2}}, \quad T_{\text{ФСА}} = \frac{1}{V_{\text{н}}} \sqrt[3]{\frac{\lambda D_0^2}{3 \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0}}. \quad (5)$$

Зная потенциальное время синтезирования, из условия равенства разрешающей способности по двум координатам можно определить максимальную ширину спектра зондирующего сигнала. При этом необходимо учитывать, что расчет линейной разрешающей способности по азимуту как функции ширины спектра траекторного сигнала, в отличие от «стандартного» случая расчета разрешающей способности РЛС по дальности ($\Delta D = c/2\Delta f$), должен учитывать не скорость света c , а пространственную частоту траекторного сигнала, определяемую скоростью носителя $V_{\text{н}}$ и углом наблюдения β_0 .

В докладе рассматривается диапазон потенциальных значений времени синтезирования и ширины спектра траекторного сигнала, в зависимости от дальности и угла наблюдения, характеризующих помехозащищенность БРЛС ОЗП.

Таблица 1 – Зависимость максимально возможного времени синтезирования от дальности объекта и углом наблюдения

Дальность объекта наблюдения, км		10	20	40	80	100
Максимально возможное время наблюдения, с	в режиме ДОЛ (для $\beta = 10^\circ \dots 60^\circ$)	0,07...0,35	0,1...0,49	0,14...0,71	0,2...0,99	0,22...1,1
	в режиме ФСА (ПБО) (для $\beta = 10^\circ \dots 60^\circ$)	0,68...1,61	1,1...2,6	1,73...4,07	2,75...6,5	3,2...7,5
	в режиме ФСА (БО)	2,9	4,9	8,3	14	16,5

Таблица 2 – Зависимость максимальной ширины спектра зондирующего сигнала от дальности объекта наблюдения в режимах ДОЛ и ФСА для 3-см диапазона длин волн

Дальность объекта наблюдения, км		10	20	40	80	100
Максимальная ширина спектра зондирующего сигнала, МГц	в режиме ДОЛ	12	8,7	6,1	4,3	3,87
	в режиме ФСА (ПБО) для $\beta = 10^\circ \dots 60^\circ$	56...120	45...95	35...76	28...60	26...56
	в режиме ФСА (БО)	590	490	420	350	330

Полученные потенциальные значения времени синтезирования и ширины спектра траекторного сигнала характеризуют помехоустойчивость БРЛС ОЗП и ограничивают диапазон управления положением ложных меток на радиолокационном изображении при радиоэлектронном подавлении БРЛС обзора земной поверхности имитирующими помехами.

Список использованных источников:

1. Энергетические соотношения при согласованной фильтрации дискретного конечномерного сигнала в цифровом приемнике / О. Г. Лапука – Сб. науч. ст. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2013. – № 24. – С. 83–90.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов/ Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: «Радиотехника», 2005. – 368 с.
3. Многофункциональные радиолокационные комплексы истребителей: учеб. Пособие для вузов/ [В.Н. Антипов, Е.Е. Колтышев, Г.С. Кондратенков и др.] / Под ред. В.Н. Лепина. – М.: Радиотехника, 2014. с. 296.
4. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов./ Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
5. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 2. – М.: Техносфера, 2014. – 680 с.
6. Верба В. С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
7. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н.Антипов, В.Т.Горяинов, А.Н.Кулин, и др. // Под ред. В.Т.Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.: ил.

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ СИГНАЛОВ УКВ ДИАПАЗОНА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Сидорович В.О.

Карпушкин Э.М. – к-т. техн. наук, доцент

В последние годы начали интенсивно развиваться теория и техника формирования сложных сигналов, в частности частотно-модулированных сигналов, которые играют решающую роль в системах радиолокации и гидролокации, радиосвязи, радионавигации и др.

Исторически первыми стали применяться занимающие сейчас особое место радиосигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), позволяющие обеспечить большие (до нескольких гигагерц) полосы частот и широкий интервал длительностей. Вопросам формирования и исследования ЛЧМ сигналов посвящены работы Кука, Кэпьюти, Кибблера, а также советских специалистов Л. Е. Варакина, А. С. Зиницкого, И. С. Гоноровского, М. Е. Лейбмана, Я. Д. Ширмана и др. Однако в этих работах не нашли отражения многие современные технические средства формирования ЧМ сигналов.

Для формирования ЛЧМ сигналов вследствие значительного разнообразия требований к параметрам и точности их реализации используются различные устройства — от пассивных с дисперсионными линиями задержки и управляемых автогенераторов до прецизионных синтезаторов с несколькими системами автоподстройки.

Основой двухканального формирователя сигналов УКВ диапазона (рисунок 1) является двухканальный цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС) 1508ПЛ8Т разработки ГУП НПЦ «ЭЛВИС» и МТУСИ.

Микросхема интегральная 1508ПЛ8Т обеспечивает формирование гармонических квадратурных колебаний и сигналов с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ), амплитудно-фазовой (QAM), частотной и фазовой модуляцией (ЧМ и ФМ) на частоте дискретизации до 1 ГГц.

Цифровой синтезатор содержит два идентичных канала («Канал 1» и «Канал 2»), реализующих функции формирования модулированного сигнала в цифровой области, два цифро-аналоговых преобразователя, выходной коммутатор, параллельный 16-разрядный порт, последовательный синхронный порт, линк-порт, схемы управления и синхронизации. Также на кристалле находится компаратор [1].

На рисунке 1 приведена структурная схема формирователя:

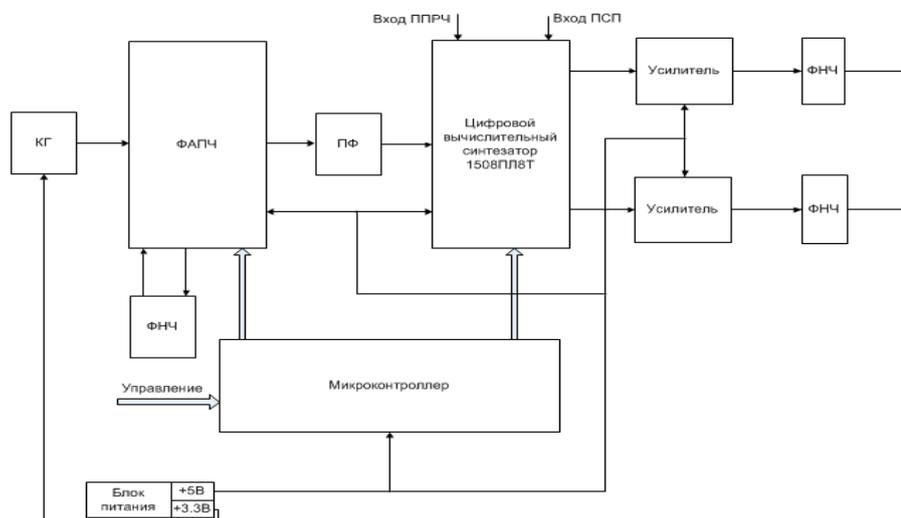


Рис. 1 – Структурная схема формирователя сигналов

В процессе работы над проектом были изучены особенности формирования необходимых видов сигналов. По результатам этого, было создано устройство для формирования сигналов УКВ диапазона. Формирователь сигналов может применяться в качестве составной части в различных устройствах формирования частот и сигналов для радиолокации и связи.

Список использованных источников:

1. Микросхема 1508ПЛ8Т. Техническое описание // [Электронный ресурс] URL: [HTTP:// multicore.ru/index.php?id=466](http://multicore.ru/index.php?id=466)

МЕТОДЫ И ПРОГРАММНО-АППАРАТНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ГЕОРАДИОЛОКАЦИИ В ШАХТНЫХ УСЛОВИЯХ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Синчугов А.О.

Мусалев Д.Н. – магистр технических наук

В современных системах георадиолокации применяются три способа зондирования земли: магнитная разведка, электрическая разведка, сейсмическая разведка. Георадары серии «Грот» - современные мобильные электронные геофизические приборы, реализующие метод электромагнитного импульсного сверхширокополосного зондирования, позволяющие получать непрерывный разрез исследуемой среды и записывать его в файл для дальнейшей обработки, анализа и документирования.

Методику выполнения работ можно разбить на 5 этапов:

Этап №1: выбираем подходящую конфигурацию оборудования, состоящую из приемника, передатчика и антенн; производим сборку; определяем тактику использования георадара.

Этап №2: настройка приемного тракта для регистрации данных и установка параметров предстоящей съемки.

Этап №3: процесс съемки.

Этап №4: элементы обработки и интерпретации георадарных данных.

Этап №5: дополнительные возможности для интерпретации результатов съемки.

На рисунке 1 приведена структурная схема формирования сигнала $s(t, X, \tau, \beta)$.

В таблице 1 приведены ориентировочные значения электрических характеристик основных почв и пород при частоте поля 100МГц.

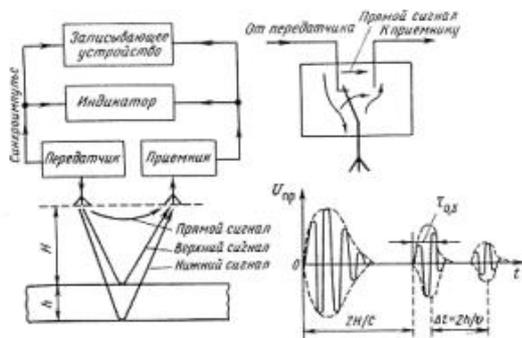


Рис. 1 – Структурная схема формирования сигнала $s(t, X, \tau, \beta)$.

Материал	ϵ'	σ , См/м	Γ , дБ/м	$U_{ф}$, м/мкс
Воздух	1	0	0	300
Пресная вода	81	10^{-3}	0,18	33
Морская вода	81	4	330	15
Песчаная почва сухая	2,6	$1,4 \cdot 10^{-4}$	0,14	190
Песчаная почва влажная	25	$6,9 \cdot 10^{-3}$	2,3	60
Суглинок сухой	2,5	$1,1 \cdot 10^{-4}$	0,11	190
Суглинок влажный	19	$2,1 \cdot 10^{-2}$	7,9	69
Глинистая почва сухая	2,4	$2,7 \cdot 10^{-4}$	0,28	190
Глинистая почва влажная	15	$5 \cdot 10^{-2}$	20	74
Базальт влажный	8	10^{-2}	5,6	110
Гранит влажный	7	10^{-1}	0,62	110
Глинистый сланец влажный	7	10^{-1}	45	83
Песчаник влажный	6	$4 \cdot 10^{-2}$	24	110
Известняк влажный	8	$2,5 \cdot 10^{-2}$	14	110
Железо	1	10^6	$1,7 \cdot 10^7$	-

Табл. 1 – Ориентировочные значения электрических характеристик некоторых почв и пород при частоте поля

100МГц .

Анализ электрических свойств горных пород в диапазоне частот $10^6 - 10^{10}$ Гц показывает, что можно выделить четыре группы (модели) сред.

Модель 1 характеризует среды со значительным затуханием Γ , сильно увеличивающимся, и диэлектрической проницаемостью ϵ' , заметно уменьшающейся с частотой. Это соответствует суглинкам и глинам достаточно большой влажности ($W > 5\%$).

Модель 2 определяет среды с заметным, но меньшим, чем для модели 1, значением Γ , у которых диэлектрическая проницаемость значительно уменьшается с частотой при $f < 10^8$ Гц и мало меняется при $f < 10^8$ Гц. Это соответствует суглинкам и глинам при $W < 5\%$, морским льдам, пескам и песчаникам с большой влажностью ($W > 5\%$).

Модель 3 характеризует среды, у которых $\Gamma < 1 \frac{\text{дБ}}{\text{м}}$ при $f \approx 10^{10}$ Гц и $\Gamma \approx 10 \div 20$ дБ/м при $l = 10^{10}$ Гц, а ε' мало меняется при $f < 10^8$ Гц и практически не меняется при $f < 10^8$ Гц. К таким средам относятся сухие и увлажненные пески, известняки, сланцы, влажные угли и граниты, асфальт, бетон, кирпич.

Модель 4 соответствует средам с $\Gamma < 1 \frac{\text{дБ}}{\text{м}}$ при $f \approx 10^{10}$ Гц и практически неизменным ε' . Это пресный лед, мрамор, сухие угли и гранит, кальцит, доломит, гипс, каменная соль, снег (дня снега ε' меньше, чем для других сред этой группы).

Список использованных источников:

1. Гринев А.Ю. Вопросы подповерхностной радиолокации. Москва 2005.
2. Гринкевич А.В. Радиолокация и радионавигация. Конспект лекций в 2-х частях. БГУИР.

АКТИВНЫЙ КРОССОВЕР

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Соколовский Д. В.

Дворникова Т.Н. – старший преподаватель

Кроссоверы широко применены в музыкальной индустрии, предназначены для разделения полного спектра звукового сигнала на несколько частотных полос в многополосной системе звуковоспроизведения. В отличие от активного кроссовера, пассивный кроссовер не позволяет усиливать сигнал, поэтому амплитуды выходных сигналов его частотных каналов всегда меньше амплитуды входного сигнала и составляют около 75%, так как часть энергии звукового сигнала поглощается емкостями и индуктивностями, из которых состоит пассивный кроссовер. Для того чтобы обеспечить точную настройку мощности многополосной системы, необходим активный кроссовер, но в тех случаях, когда испытывается недостаток усилителей мощности, или можно обойтись одним усилителем, лучше применять пассивные кроссоверы.

Активный кроссовер содержит активные электронные компоненты (т.е. с усилением сигнала) в своих фильтрах. В последние годы, самый используемый активный элемент в активном кроссовере - операционные усилители.

На рисунке 1 приведена структурная схема активного кроссовера:

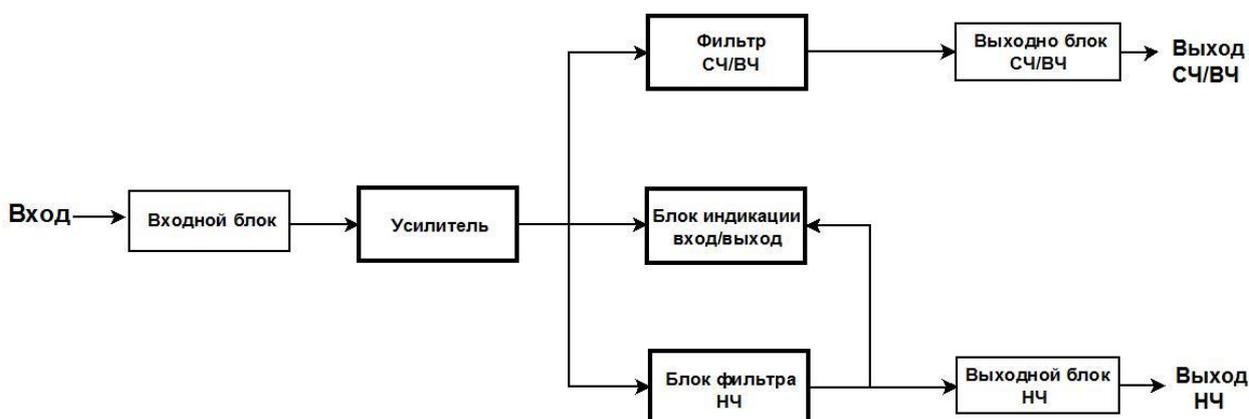


Рис. 1 – Структурная схема активного кроссовера

Входной блок представляет собой преобразователь симметричного сигнала в несимметричный. После преобразователя сигнал поступает на буферный усилитель для запаса в +6 Дб. Затем сигнал разветвляется на блок индикации, блок фильтра НЧ (состоящий из последовательно соединенных активных фильтров Баттерворта ВЧ 3-го порядка – для отрезания сверхнизких частот и двух фильтров НЧ 2-го порядка - для увеличения крутизны среза до 24 Дб/октава), блок СЧ/ВЧ (состоящего из ВЧ фильтра Баттерворта 3-го порядка). С НЧ блока сигнал поступает на блок индикации, а так же сигналы с НЧ блока и СЧ/ВЧ фильтра идут на выходные блоки, которые преобразуют несимметричный сигнал в симметричный. Входной-выходной блоки, усилитель, фильтры НЧ/СЧ/ВЧ, и блок индикации - выполнены на операционных усилителях.

Разработанный вариант двухполосного активного кроссовера имеет характеристики:

- Частоты среза для НЧ полосы: 40Гц – (70...140)Гц, для СЧ/ВЧ полосы: 100Гц;
- Крутизну среза 24 Дб/октава для НЧ полосы, а так же 18 Дб/октава для СЧ/ВЧ полосы;
- Менее 0,01% искажений.

И может быть использован не только на концертных площадках, но так же и в автомобильных звуковоспроизводящих системах.

Список

использованных

источников:

1. Зеленин А.Н., Костромичий А.И., Бондарь Д.В. – Активные фильтры на операционных усилителях. – Х.: Телетех, 2001. изд. второе, исправ. и доп. – 150 с.: ил.
2. А.М. Гладышев, И.Н. Давыденко Основы проектирования и эксплуатации радиоэлектронных систем. Учебно-методическое пособие. БГУИР, 184с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОВОДИМОСТИ ВОЗДУХА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Строк Д. С. , Бобровнича Т.А.

Дворникова Т. Н. – старший преподаватель кафедры РТС

Современная жизнь человека представлена в среде высоких технологий. Каждый день мы так или иначе сталкиваемся с устройством, работающим от аккумулятора или питающегося от сети. Однако маловероятно увидеть устройство, которое снабжалось бы энергией «по воздуху». Безусловно воздух проводит заряженные частицы из-за дрейфа ионов. Однако как будет зависеть проводимость воздуха от звуковой частоты?

Сама по себе звуковая частота это характеристика звуковой волны. Если смотреть на теоретическую сторону вопроса, то звуковая волна должна вызвать тот самый дрейф ионов, который в след за собой приведет к повышению или понижению проводимости воздуха.

Схема исследования проводимости воздуха в зависимости от звуковой частоты реализована на основе трансформатора Тесла. В данный момент существует множество модификаций таких трансформаторов, одна из которых представлена на рисунке 1.

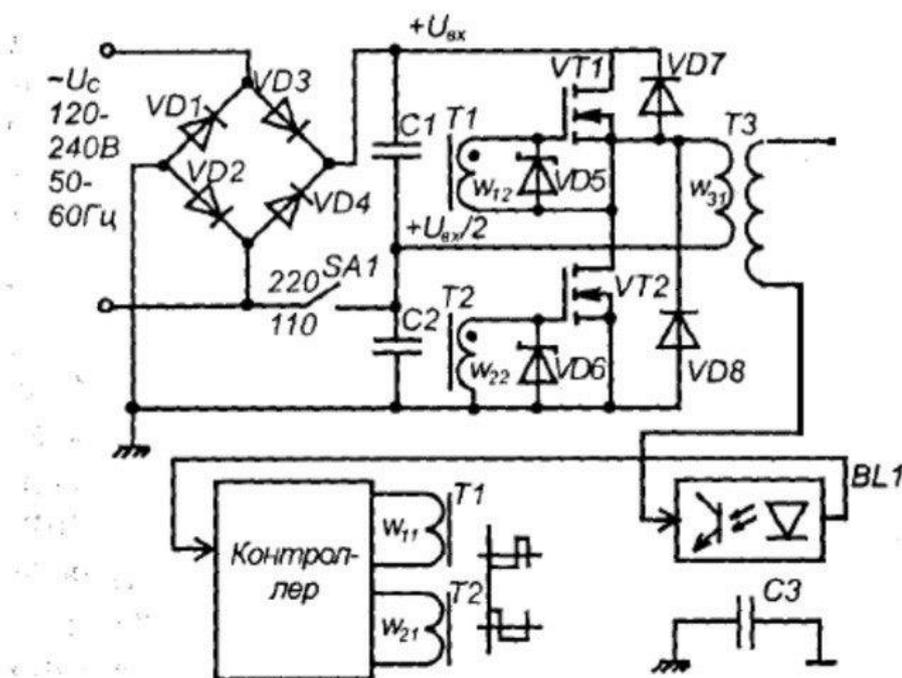


Рис 1. Структурная схема трансформатора Тесла

Выбор элементной базы зависит от необходимой длины конечного разряда на трансформаторе. При данных элементах разряд должен составить 20-25 см.

На заряженные частицы звуковая волна влияет через акустическое давление. В свою очередь акустическое давление зависит от частоты волны. На рисунке 2 приведен график зависимости акустического давления от частоты.

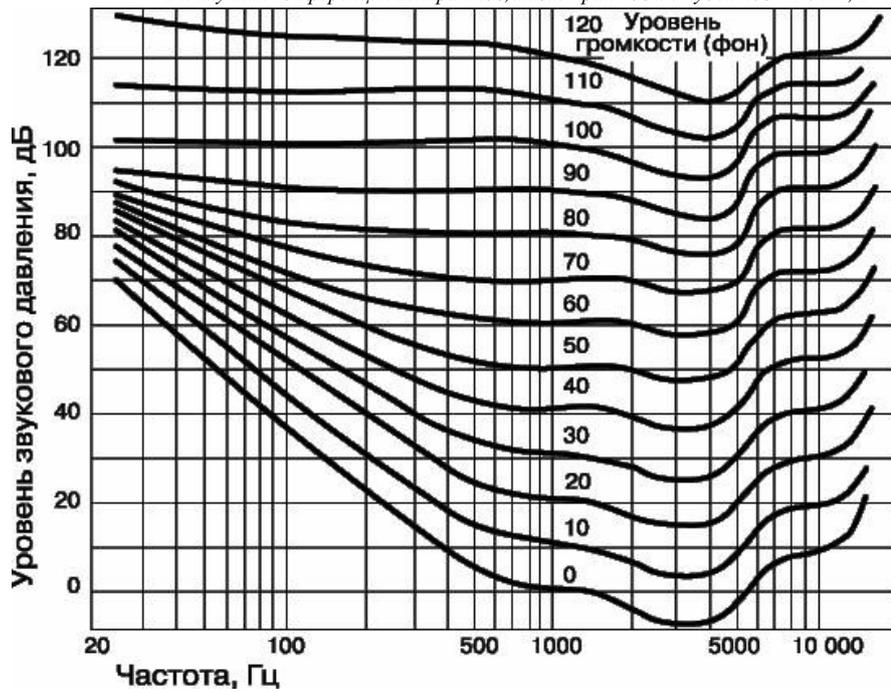


Рис 2. График зависимости акустического давления звуковой волны от её частоты

Проведенные исследования указывают на то, что в недалеком будущем вполне возможно полностью избавиться от способа передачи энергии через проводные соединения. Что облегчит жизнь и уменьшит затраты на обслуживание. Так как проводные соединения не застрахованы от открывающей среды и сильное природное влияние может повлечь серьезные затраты на восстановление соединений. При достаточном развитии технологий беспроводной способ может стать в разы выгоднее и безопаснее, нежели обыденные способы.

Список использованных источников:

1. Под ред. Г. Д. Петрухина Основы радиоэлектроники – 1993 г. издания
2. Электронный журнал "Радиоежегодник" - Выпуск 7. Микроконтроллеры AVR. Обзор за 2010 год

ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ В ТРАКТЕ КВАДРАТУРНОГО СМЕСИТЕЛЯ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Тарасюк А. Ф.

Малевич И. Ю. – д-р. техн. наук, профессор

В современных радиоприёмных устройствах селективность устройства является очень важным параметром, необходимым для корректной передачи и обработки входного сигнала. Это обязывает к применению полосовых фильтров в начале тракта промежуточной частоты

Для оптимальной работы тракта промежуточной частоты полосовой фильтр ставят на входе тракта. Так как это позволяет более хорошо выделить полезный сигнал. В противном случае усилители промежуточной частоты помимо полезного сигнала будут усиливать так же и шумы. В нашем случае используется полосовой фильтр с характеристикой Баттерворта, так как более плоская вершина АЧХ предпочтительней, чем более крутая характеристика спада фильтра. Так же фильтр с характеристикой Баттерворта обеспечивает лучшие результаты с точки зрения задержки сигнала и оптимизации группового времени запаздывания. Фильтр был рассчитан согласно методике, представленной в [1].

В качестве примера рассмотрим схему представленную на рисунке 1. АЧХ фильтра представлена на рисунке 2

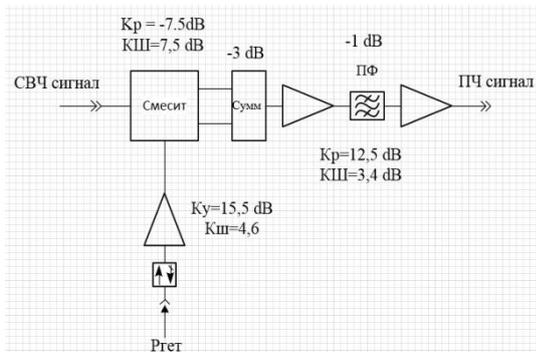


Рисунок 1 – Тракт квадратурного смесителя

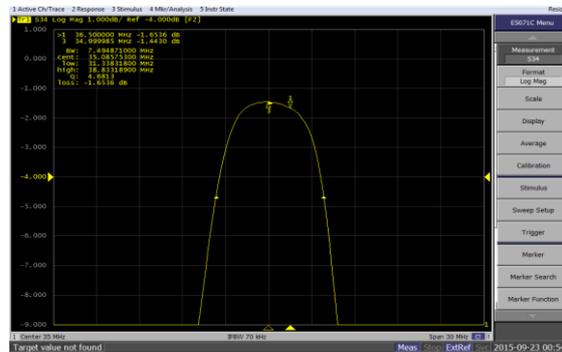


Рисунок 2 – АЧХ фильтра

Передаточная характеристика данной схемы представлена на рисунке 3. А на рисунке 4 представлена передаточная характеристика при отстройке в сторону на ~ 1.8 МГц

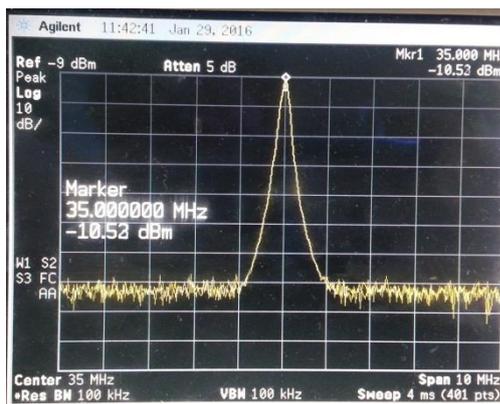


Рисунок 3 – передаточная характеристика тракта

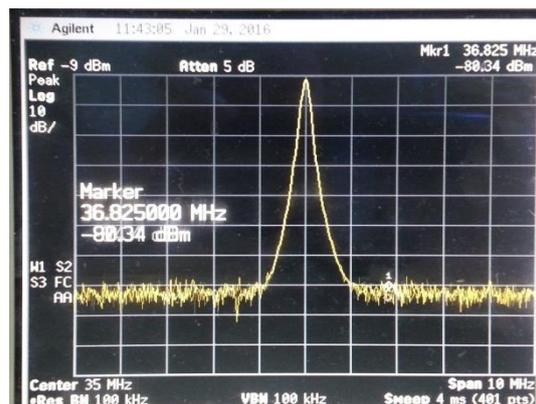


Рисунок 4 – передаточная характеристика тракта при отстройке в сторону

Полученные результаты показывают, что фильтр был рассчитан правильно и обеспечивает требуемые параметры избирательности.

Список использованных источников:

1. Ред., Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – Издательство «МИР», 1990. – 43 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ РЛС

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, Республика Беларусь

Шиш А. Л.

С.И. Коновалов канд-т. техн. наук

В настоящее время в радиолокации для получения СВЧ колебаний высоких уровней мощности используются электровакуумные генераторные и усилительные приборы, такие как клистроны, магнетроны, ЛБВ и др. Чаще всего эти приборы работают в импульсном режиме. Для управления такими приборами необходимы системы импульсного электропитания – модуляторы. В общем случае, модулятор включают в себя мощный высоковольтный ключ и накопитель электрической энергии. В настоящее время наиболее широкое применение нашли модуляторы с емкостным накопителем. Ранее использовались модуляторы, в которых коммутация управляющего напряжения осуществлялась с помощью малоинерционных электровакуумных или газоразрядных ключей. В настоящее время такие модуляторы не удовлетворяют требованиям по надежности, массе и габаритам. Благодаря появлению и развитию мощных высоковольтных ключевых транзисторов возникла возможность конструировать малогабаритные импульсные модуляторы с высокими рабочими напряжениями и токами на твердотельных элементах. Современные требования к радиопередающим устройствам СВЧ заставляют искать пути повышения эффективности, надежности, снижения массы и габаритов аппаратуры [1]. Одним из возможных путей повышения эффективности и надежности твердотельных модуляторов является использование многомодульных структур [2].

Цель работы: провести анализ эффективности многомодульных твердотельных импульсных модуляторов для выбора оптимального значения количества модулей, получить аналитические выражения для КПД при ступенчатом заряде и разряде, проверить выполнение энергетического баланса для каждой из исследуемых моделей. В ходе работы производился поиск обобщенных математических выражений для КПД преобразователя со ступенчатой коммутацией, а для их проверки была использована программа схемотехнического моделирования MicroCap, позволяющая также производить анализ переходных процессов.

Получены следующие результаты: КПД на этапе заряда для N модулей определялся как отношение энергии, запасенной эквивалентной емкостью нагрузки, к энергии, потребляемой от источников питания модулей:

$$\eta_{zN} = \frac{\sum_{i=0}^N (U_{z_i}^2 - U_{z_{i-1}}^2)}{2U_n^2 \sum_{i=1}^N N(e^{-\frac{t_i}{NRC}} - 1)},$$

где U_{z_i} - напряжение заряда на i -й ступени, U_n - напряжение источника питания модуля (были выбраны равные для каждого из модулей), N -количество модулей.

КПД на этапе разряда для N модулей определялся как отношение энергии рекуперации к энергии разряда:

$$\eta_{pN} = \frac{\sum_{i=0}^N W_{рекi}}{\sum_{i=0}^N W_{pi}},$$

где $W_{pN} = \frac{C}{2} \sum_{i=1}^N (U_{pi-1}^2 - U_{pi}^2)$, $W_{рек} = \int_0^{t_{рек}} U_{ax} i_{рек}(t) dt$, где U_{ax} - напряжение источников питания на k -й ступени разряда,

$i_{рек}(t) = \frac{U_{Cn} - U_{ax}}{R_{огр}} e^{-\frac{t}{\tau_{ц}}}$ - ток рекуперации, где U_{Cn} - напряжение на емкости нагрузки в начале разряда, $R_{огр}$ - ограни-

тельное сопротивление, $\tau_{ц}$ - постоянная времени цепи разряда.

Получение обобщенного математического выражения для энергии рекуперации затруднительно, поскольку на каждой из ступеней разряда меняется постоянная времени цепи и входное напряжение, определяемое суммой источников питания. Поэтому рассматривались отдельные выражения для фиксированных N с их дальнейшей проверкой в среде MicroCap.

Таким образом, полученные выражения и оценка результатов моделирования позволили провести сравнительный анализ эффективности идеальных моделей твердотельных импульсных модуляторов модульной структуры. Результаты позволяют сделать вывод, что с увеличением числа модулей КПД увеличивается, т.к. потери в ограничительных резисторах уменьшаются пропорционально количеству модулей, а энергия, рекуперированная в источник, возрастает. Также с увеличением количества модулей рабочие напряжения на силовых ключах и энергопотребление устройства уменьшаются, однако возрастает сложность и вероятность отказов в устройстве. Это требует решения задачи оптимизации.

Список использованных источников:

1. Полищук А.Г. Повышение эффективности импульсных модуляторов электровакуумных приборов СВЧ с высокой частотой повторения импульсов // Компоненты и технологии, 2004 г., №5.
2. Евразийский патент МПК 019111 РБ/ Коновалов С.И., Польшин Ю.А., Кирячок Г.В., Бондаровец Т.В.; НПООО «ОКБ ТСП» 2014г.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника // Техносфера, Москва, 2005г. - 632с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ ГЛОНАСС ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ УСТРОЙСТВ СВЯЗИ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Щербик А.А.

Давыденко И.Н. – к.т.н., доцент

На современном этапе развития устройств и впоследствии сетей связи тактовой сетевой синхронизации (ТСС) уже не в полной мере удовлетворяет предъявляемым требованиям к синхронизации. Сетевая синхронизация превращается как бы в частотно-временную, т.е. способную обеспечивать распределение по сетям связи не только данных о тактовой частоте, но и информацию о точном времени. При такой синхронизации, с одной стороны, улучшится качество передачи тактовых частот и происходит переход от псевдосинхронных соединений к чисто синхронным. С другой стороны, в интересах многих потребителей точность передачи сигналов времени одновременно повышается до единиц, и даже до долей наносекунд.

Частотно-временная сетевая синхронизация (ЧВСС) должна базироваться на эффективных методах передачи и распределения сигналов точного времени и на не менее эффективных методах хранения полученных данных, которые должны опираться на устройства, используемые в системах ТСС. Хранитель данных о времени позволяет уменьшить влияние ошибок при передаче временных сигналов, а также длительное время сохранять полученные данные при любых нарушениях в сетях связи.

Система единого времени (СЕВ) на сети связи может быть организована в соответствии с несложной структурной схемой, показанной на рисунке 1.



Рис.1. Структурная схема системы единого времени на сети связи общего пользования

В настоящей схеме пока не предусмотрена приоритетность использования сигналов времени от ГЛОНАСС или по волоконно-оптическим линиям передачи (ВОЛП) от ГЭВЧ, что на сегодняшний момент определяется интенсивностью применения ВОЛП на цифровых сетях связи.

Как известно, в Российской Федерации имеется государственный первичный эталон времени и частоты (ГЭВЧ), шкала координированного времени которого, обозначаемая как UTC (SU), принята в основу межгосударственной шкалы времени. В шкале времени UTC (SU) ведется передача эталонных сигналов времени по каналам телевидения, радио, наземным и спутниковым навигационным системам и т. п. Из них к числу высокоточных и наиболее доступных средств передачи сигналов времени, не требующих аренды существующих или построения дополнительных линий связи, по праву можно отнести глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС): российскую ГЛОНАСС и американскую NAVSTAR.

Чтобы получить шкалу времени от спутниковых систем необходимо использовать специальное оборудование, содержащее в своем составе приемники сигналов ГЛОНАСС и/или NAVSTAR. Сигналы передаются на двух несущих частотах: L1 (1575,42 МГц) и L2 (1227,60 МГц).

Наиболее перспективным методом передачи эталонных сигналов времени и частоты (ЭСВЧ) является использование систем передачи синхронной цифровой иерархии. Такие системы могут обеспечивать высокие качественные показатели при наличии хорошо организованной системы ТСС. По точности передачи сигналов времени и частоты с использованием систем ГЛОНАСС и NAVSTAR, а также по ВОЛП цифровые системы связи опережают все известные существующие системы и средства.

Основные характеристики средств передачи сигналов времени и частоты представлены в таблице 2. Из перечисленных средств в СНГ пока не нашли широкого распространения лишь методы и средства передачи сигналов времени и частоты по ВОЛП и телефонным линиям связи.

Основные средства передачи сигналов времени и частоты	Погрешность передачи сигналов, не более		Примечание (особенности использования)
	времени, с	частоты, отн. ед.	
Сеть звукового вещания	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-6}$	Точность зависит от длины трассы, времени дня, калибровки приемника
Телефонные линии связи	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-8}$	Телефонная линия должна проходить по одной и той же трассе в обоих направлениях, необходимо наличие компьютера и программного обеспечения
Радиостанции СДВ-диапазона	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-10}$	Точность зависит от длины трассы, условий распространения радиоволн в течение суток
Радиостанции ДВ-диапазона (навигационные)	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-12}$	Стабильность и точность зависят от приема земной волны
Телевизионные наземные вещательные станции (вещательная передача сигналов)	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-11}$	Для передачи сигналов времени требуется калибровка
Телевизионные наземные вещательные станции (одновременное наблюдение общего источника)	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-13}$	Для передачи сигналов времени требуется калибровка трассы распространения

Таблица 1.2 – Основные характеристики средств передачи сигналов времени и частоты

Таким образом, необходимо продолжать работы в данном направлении, не дожидаясь, пока системы частотно-временной сетевой синхронизации будут разработаны и широко внедрены в других странах. Частотно-временная сетевая синхронизация цифровых сетей связи уже сейчас может повысить устойчивость работы сети связи и расширить сферу предоставляемых услуг.

Список использованных источников:

1. Н. Слепов Синхронизация цифровых сетей. Методы, терминология, аппаратура // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2002. – № 2. – С. 24 – 29
2. М.Н. Колтунов, А.В. Рыжков Сетевая синхронизация: взгляд в будущее // Электросвязь. – 2005. – № 9. – С. 36 – 38.

УСТРОЙСТВО ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ ОБРАБОТКИ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ПЛИС

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Козырицкий М.В., Свиридов Е.В., Миденко К.С., Цурко А.В.

Научный руководитель: Воробьев В.И.

Для решения прикладных задач речевых технологий представляет интерес оперативный анализ и оценка полигармонической структуры речевого сигнала. Целью такого анализа является поиск информативных признаков для различения и идентификации дикторов, синтеза и коррекции речевых сигналов. В качестве информативных признаков можно использовать разности фаз между основным тоном и обертонами гласных звуков. В работе предложен вариант реализации соответствующего вычислительного устройства на базе ПЛИС Xilinx Spartan 6.

Авторами реализован способ выявления гармонических составляющих и оценки разности фаз между этими составляющими, предложенный в [1]. Способ основан на принципе синхронного детектирования и последующего преобразования сигнала во временной области, показанный на рис. 1.

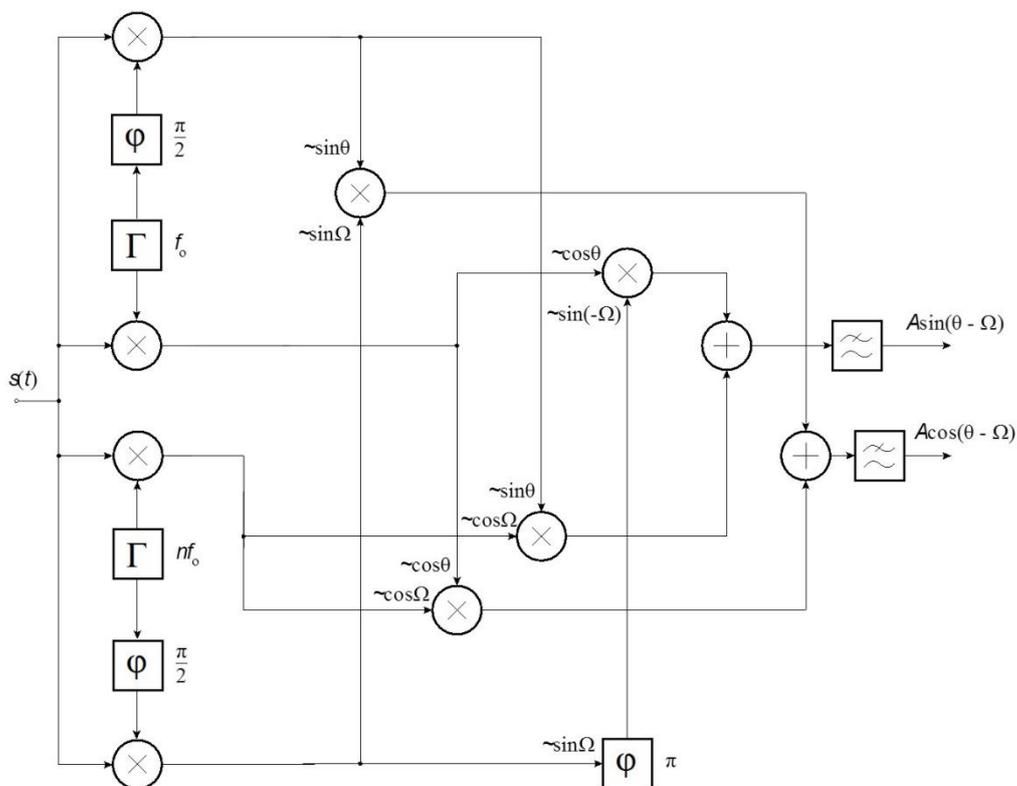


Рис. 1 – Схема обработки виброакустического сигнала

На основе вышеприведённой схемы разработана модель в среде MATLABSimulink. Из модели получено структурное описание цифрового устройства на языке VHDL. Полное описание цифрового устройства разработано в среде XilinxISEDSна языке VHDL вручную. Устройство реализовано на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) - 6SLX45-CS(G)324 семейства Spartan-6 фирмы Xilinx и протестировано на платформе Atlys [2]. Акустический сигнал преобразуется в цифровой вид при помощи аудио-АЦП и поступает для обработки на ПЛИС. Результат обработки преобразуется обратно при помощи аудио-ЦАП. Имеется возможность хранения оперативных данных и передачи по различным каналам Ethernetи USB.

Внешний вид фазоразностного сигнала, полученного путем обработки речевой записи в MATLAB-модели системы представлен на рис. 2.

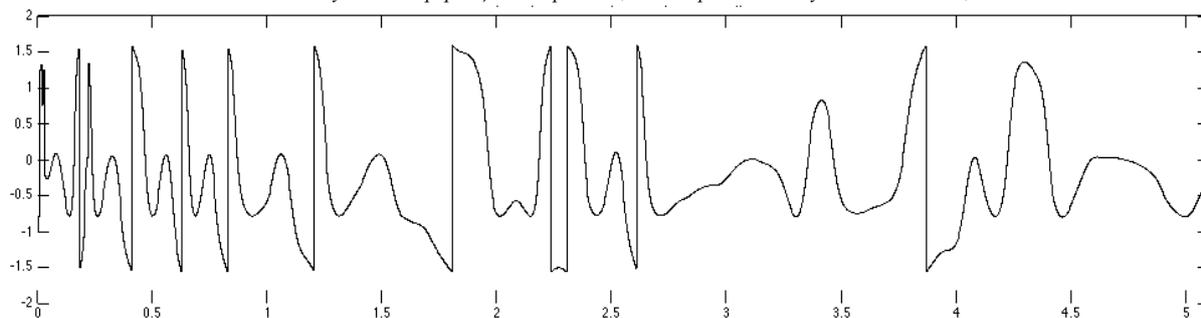


Рис. 2 – Сигнал разности фаз $\sin(\theta(t) - \Omega(t))$.

Предложенный способ аппаратной реализации метода оценки разности фаз между обертонами позволяет оперативно проанализировать внутреннюю структуру речевого сигнала без применения частотных методов обработки, таких как преобразование Фурье и др. Использование информации об изменении частоты основного тона в качестве опорного колебания значительно упрощает алгоритм вычислений.

Список использованных источников:

1. Сравнение некоторых способов анализа фазовых соотношений между квазигармоническими составляющими речевых сигналов / Борисенко С.Ю., Воробьев В.И., Давыдов А.Г. – материалы 1-й Всероссийской акустической конференции – Москва, 6-9 октября 2014
2. Платформа Atlys для разработки систем на базе ПЛИС Xilinx Spartan 6 – Электронный ресурс – режим доступа: http://www.xilinx.com/publications/prod_mktg/xup-atlys-spartan6-development-kit.pdf

МАРШРУТИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ С УЧЕТОМ ТРЕБОВАНИЙ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

А. А. ХАЙДЕР

Концепция QoS-маршрутизации требует определения такого пути (путей), между заданной парой узлов-адресатов, вдоль которого будут выполняться требования одновременно по нескольким QoS-показателям (метрикам) [1].

В качестве метриков QoS выбраны следующие: полоса пропускания $Y_{s,j}$, задержка распространения сигнала $D_{s,j}$, вариации задержки $J_{s,j}$, вероятность потери пакетов $X_{s,j}$. Для поиска оптимального пути предложена следующая

$$r = -w_Y \frac{Y_{s,j}}{Y_{\min}} + w_D \frac{D_{s,j}}{D_{\max}} + w_J \frac{J_{s,j}}{J_{\max}} + w_X \frac{X_{s,j}}{X_{\min}},$$

композитная

метрика.

Использование весовых коэффициентов (w_Y, w_D, w_J, w_X) расширяет возможности в процессе решения проблемы оптимальной маршрутизации с учетом требований заданного качества обслуживания. Для поиска оптимального пути могут быть использованы различные известные и модифицированные алгоритмы, например, модифицированный алгоритм Дейкстры, описанный в [1].

На рисунках 1-4 представлены зависимости композитной метрики r от различных весовых коэффициентов. Например, весовой коэффициент w_Y (рис.1) изменяется от 0.1 до 0.7, в то время как остальные весовые коэффициенты принимают случайные значения с учетом того, что $w_Y + w_D + w_J + w_X = 1$.

Результаты расчетов показывают различные качественные зависимости поведения композитной метрики r от изменения весовых коэффициентов. Так метрика r в зависимости от весового коэффициента w_Y изменяется по линейному закону. Зависимость r от других весовых коэффициентов является более сложной (рисунки 2-4).

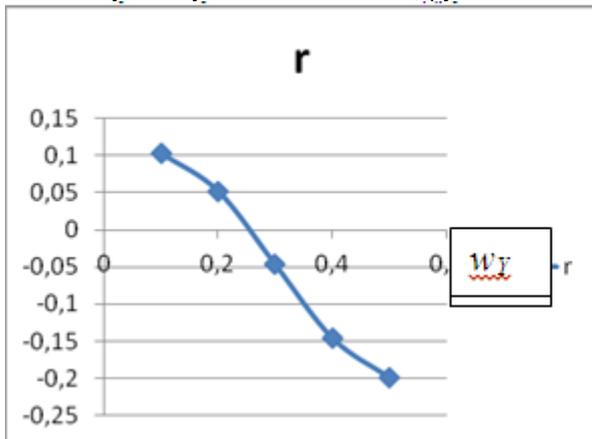


Рис.1. Зависимость r от w_Y .

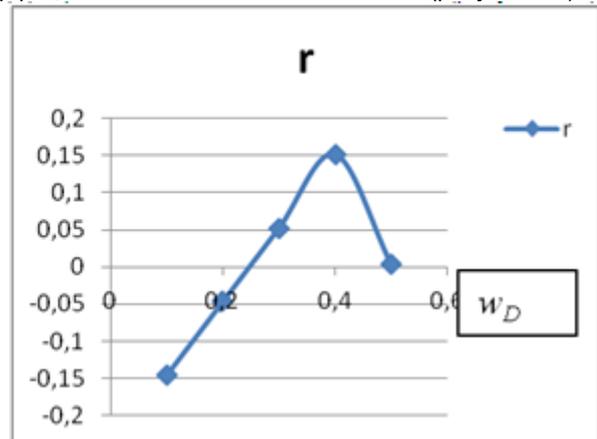


Рис.2. Зависимость r от w_D .

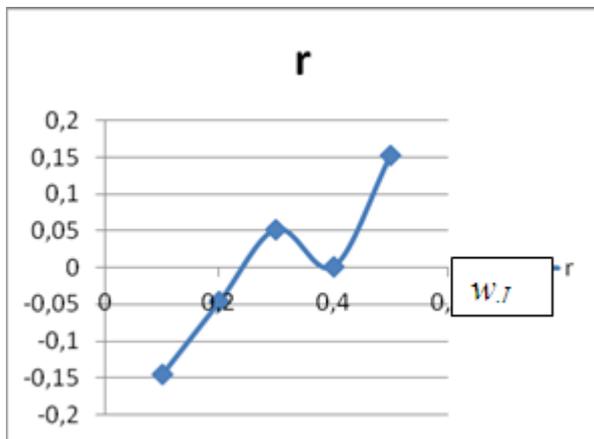


Рис.3. Зависимость r от w_J .

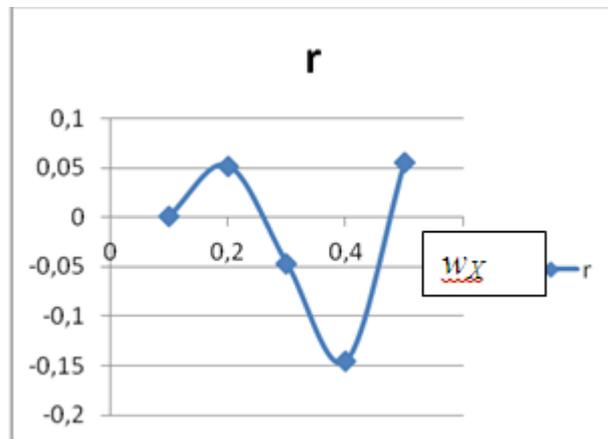


Рис.4. Зависимость r от w_X .

Таким образом, использование различных значений весовых коэффициентов позволяет осуществлять многокритериальный поиск оптимального маршрута с учетом ограничений на каждый QoS параметр в отдельности, а также требований композитной метрики γ для поиска кратчайшего пути. При этом могут быть использованы различные известные и модифицированные алгоритмы, например, модифицированный алгоритм Дейкстры.

Список использованных источников:

1. Н. И. Листопад, Ю. И. Воротницкий, А. А. Хайдер. Оптимальная маршрутизация в мультисервисных сетях телекоммуникаций на основе модифицированного алгоритма дейкстры // Вестник БГУ. Сер. 1. 2015. № 1 С,70-76.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИНТА ВЕРТОЛЕТА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Науен Тьен Тхай

Гейстер С. Р. – д-р. техн. наук, профессор

Рассматриваются разные математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от винта вертолета, которые в дальнейшем используются для анализа работоспособности и эффективности специальных алгоритмов обращенного синтеза апертуры антенны винтов вертолета. Разработанные модели обеспечивают разработку методов определения базовой частоты вращения винта, анализ временной и спектральной структур сигналов, отраженных от винтов вертолета. В моделях учитываются различные конструктивные особенности винтов вертолета.

Одновинтовой вертолет как объект радиолокационного наблюдения в пространстве совершает сложное движение: фюзеляж совершает поступательное движение, несущий и рулевой винты совершают поступательно-вращательное движение. При этом углы атаки лопастей несущего винта изменяются. Поэтому при облучении вертолета радиолокационным сигналом, в параметрах отраженного сигнала будут закодированы параметры движения и конструктивные особенности вертолета.

В разработанной математической модели сигнала, отраженного от несущего винта, лопасть [1] представляется в виде цилиндра и не может использоваться при разработке специального алгоритма обращенного синтеза апертуры антенны винтов вертолета.

Для сантиметрового диапазона радиоволн реальный воздушный объект рассматривается как совокупность независимых элементарных отражателей [2]. В этом случае сигнал, отраженный от объекта, определяется суперпозицией сигналов, отраженных от отдельных отражателей, расположенных на поверхности лопастей.

Поэтому в данной работе рассмотрим три вида модели отраженного сигнала, которые определяются представлением лопасти (см. рис. 2-4)

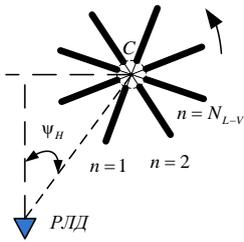


Рис. 1 – Винт вертолета как система лопастей

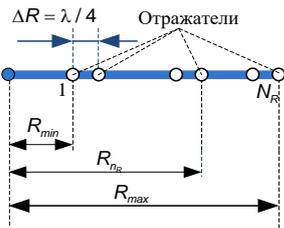


Рис. 2 – Лопасть в виде линии

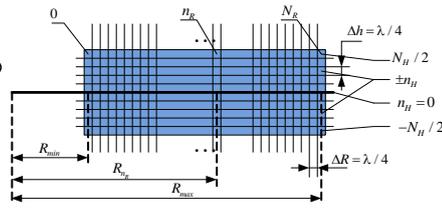


Рис. 3 – Лопасть в виде прямоугольника

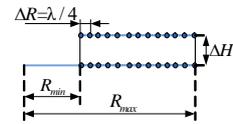


Рис. 4 – Лопасть в виде двух линий

Винт вертолета, схематично изображенный на рисунке 1, представляет собой систему из N_{L-V} лопастей, синхронно вращающихся вокруг оси винта с частотой F_V или периодом T_V .

Лопастей пронумеруем по ходу вращения винта, если он наблюдается сверху. При таком наблюдении винт вращается против часовой стрелки. С учетом этого угловой интервал между лопастями в системе определяется как $\Delta\phi_V = 2\pi / N_{L-V}$. Угловое положение ϕ_{L-n} любой n -ой лопасти системы относительно направления наблюдения определяется с использованием углового положения первой лопасти ϕ_{L-1} , которая в момент начала анализа при $t = 0$ имеет положение $\phi_{L-1} = \phi_0$.

Соответственно в любой момент времени t любая n -ая лопасть системы имеет угловое положение относительно направления наблюдения, определяемое выражением

$$\phi_{L-n}(t) = -\Delta\phi_V(n-1) + 2\pi F_V t + \phi_0. \quad (1)$$

Сигнал, отраженный от винта, в точке приема в любой момент времени представляет собой совокупность сигналов, отраженных от всех лопастей в данный момент времени с учетом задержки распространения волн.

В соответствии с этими математическая модель отраженного сигнала винта из N_{L-V} лопастей в одном периоде вращения T_V можно представить в виде

$$U_{PL-V}(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{N_{L-V}} U_{PL1-V}(t - \Delta_{t-n}), & 0 \leq t \leq T_V, \\ 0, & t < 0, t > T_V, \end{cases} \quad (2)$$

где $U_{PL1-V}(t)$ - сигнал, отраженный от одной лопасти, имеющей на момент времени $t = 0$ нулевое угловое положение относительно направления на точку наблюдения;

$\Delta t_{-n} = \Delta \phi_V(n-1) / 2\pi F_V$ - начальное временное рассогласование n -ой лопасти системы относительно направления наблюдения.

При монохроматическом зондирующем сигнале (ЗС) отраженный сигнал одной лопасти, может быть представлен в виде [3]:

$$U_{PL1-V}(t) = \sum_{n_R=1}^{N_R} E_{n_R}(t) \cdot \exp[i\varphi_{n_R}(t)], \quad (3)$$

где $E_{n_R}(t) = \sqrt{2\sigma_{n_R}^2(t)}$ - амплитуда сигнала, отраженного от n_R -го отражателя; $\varphi_{n_R}(t)$ - закон изменения фазы сигнала, отраженного от n_R -го отражателя в процессе его перемещения относительно фазового центра антенны радиолокатора; $\sigma_{n_R}^2(t)$ - мощность отраженного сигнала от n_R -го отражателя.

Для создания математических моделей сигналов, отраженных от винта вертолета, был использован язык программирования технических вычислений MathCad. Сложностью при разработке моделей является большое количество отражателей. Это существенно замедляет процесс вычисления.

а) Лопасть в виде линии

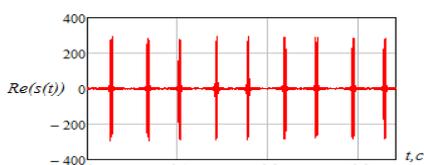


Рис. 5 – Временная реализация сигнала

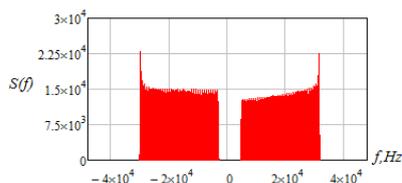


Рис. 6 - Спектр сигнала

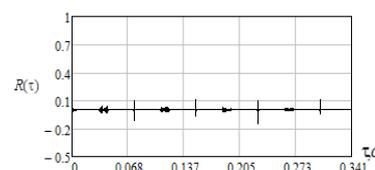


Рис. 7 - Автокорреляционная функция

б) Лопасть в виде прямоугольника

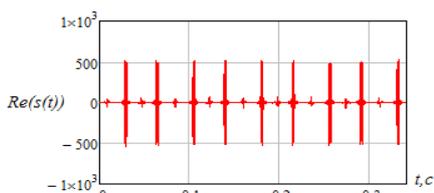


Рис. 8 – Временная реализация сигнала

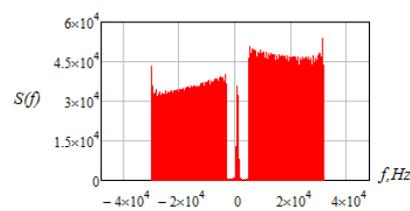


Рис. 9 - Спектр сигнала

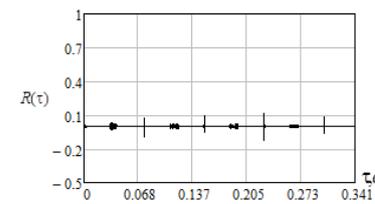


Рис. 10 - Автокорреляционная функция

в) Лопасть в виде двух линий

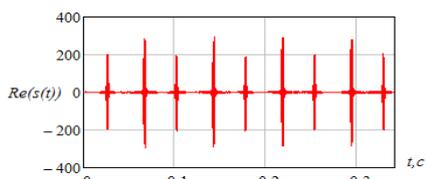


Рис. 11 – Временная реализация сигнала

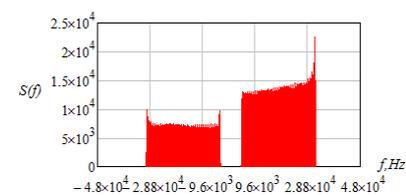


Рис. 12 - Спектр сигнала

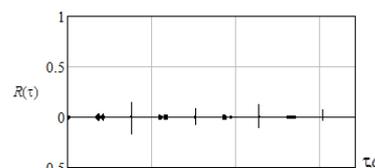


Рис. 13 - Автокорреляционная функция

Полученные результаты в данной работе предназначены для анализа достоверности, работоспособности и эффективности специального алгоритма обращенного синтеза апертуры антенны винтов вертолета. Этот алгоритм основан на компенсации набегов фаз и когерентном накоплении сигналов, отраженных от каждого отражателя, расположенного разным способом на поверхности лопастей винта. В итоге на выходе устройства обработки можно получить радиолокационные изображения винтов вертолета, которые позволяют определить конструктивные особенности и решить задачу распознавания летательных аппаратов.

Список использованных источников:

1. Васильев О.В., Кутахов П.В., Щекотилов В.Г., Юрчик И.А. // Радиотехника. 2011, №11. С. 12-16.
2. Варганов М.Е., Зиновьев Ю.С. и др. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов/под ред. Л.Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985, 228с.
3. Охрименко А.Е., Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации. М.:Воениздат, 1983, 456с.

52-я научная конференция
аспирантов, магистрантов и студентов учреждения образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

«РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

26 апреля 2016 года

Сборник материалов

Ответственный за выпуск Давыдов И.Г.

Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и
радиоэлектроники»
220013, Минск, П. Бровки, 6