

Труды XXI научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ
«РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ
И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ»**

Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.

ОЦЕНКА БЫСТРОДЕЙСТВИЯ И СПОСОБОВ ОПТИМИЗАЦИИ ЦФ НА FPGA

Н.С. Морозов, Н.А. Абрамовский

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Цифровые фильтры широко применяются во многих современных цифровых устройствах как целочисленных, так и с вещественным сопроцессором. Исследование быстродействия фильтров является актуальной задачей, т.к. большая часть современных устройств, имеет в качестве требования возможность работы в реальном времени. В работе освещены общие характеристики ЦФ, модели и способы построения, перечислены факторы, влияющие на скорость работы фильтра, от которой зависит максимально возможная частота дискретизации.

Целью работы являлись:

- Обзор существующих методов оптимизации ЦФ на ФПГА.
- Изучение результатов для различных направлений оптимизации.
- Рассмотрение и выбор наиболее перспективных методов.

Среди возможных путей оптимизации реализации цифровых фильтров на FPGA стоит выделить два основных направления: оптимизация задействованных ресурсов кристалла; оптимизация, направленная на повышение быстродействия. Основная задача – выбор методов, которые дадут совокупность критериев как быстродействия, так и задействованных ресурсов, наиболее подходящую для реализации конкретного синтезированного ЦФ. Далее будут приведены результаты обзора наиболее эффективных и перспективных методов оптимизации реализации целочисленных цифровых фильтров на FPGA.

Цифровой фильтр является дискретной линейной системой, преобразующей входную последовательность в отклик с помощью линейной свёртки [1]. Коэффициенты в свёртке являются отсчётами импульсной характеристики. В вещественном пространстве параметров они нормированы к единице. В целочисленном пространстве параметров коэффициент передачи фильтра, при прямой форме построения, имеет целочисленные коэффициенты, значения которых ограничены разрядностью платформы. Коэффициент передачи всего фильтра определяется произведением КП звеньев. Основными показателями цифрового фильтра являются:

- 1) селективные свойства: АЧХ, ФЧХ, времена групповой и фазовой задержки;
- 2) быстродействие для обеспечения работы в реальном времени;
- 3) дисперсионные свойства;
- 4) шумовые свойства.

Современные требования к ЦФ в общем случае включают в себя каждый из перечисленных показателей [2, 3, 4].

FPGA – (Field-Programmable Gate Array) — программируемая логическая интегральная схема, конфигурация которой может быть модифицирована в процессе её использования. В общем случае FPGA состоит из большого числа логических блоков, расположенных в виде матрицы, а также трассировочных ресурсов, обеспечивающих их соединение. Основу логической структуры в FPGA составляют распространённые компоненты, такие как триггеры (Flip-Flop), просмотрные таблицы (LUT), блоки ОЗУ (RAM), и мультиплексоры. Высокая степень интеграции современных FPGA позволяет

создавать однокристалльные системы ЦОС. Выбор FPGA в качестве платформы обусловлен следующими её преимуществами:

- более высокое быстродействие по сравнению с ЦСП (DSP) общего назначения;
- меньшие затраты, чем при использовании специализированных интегральных схем (ASIC);
- возможность изменить конфигурацию устройства для реализации дополнительной функциональности в случае необходимости.

Первый из рассмотренных методов – разрядно-последовательный (digit-serial) [6] подход. При разрядно-последовательном подходе слово разбивается на подслова длиной N бит, которые обрабатываются последовательно, начиная с наименьшего значащего. Набор таких архитектур может включать элементы с разной длиной подслов N , при этом каждый элемент будет иметь свой собственный размер и пропускную способность. Это позволяет выбрать наиболее подходящую длину подслова с позиции необходимой скорости и пространства занимаемого на кристалле. На рис. 1 сумматор для операций с 8-битным словом и длины подслова 2

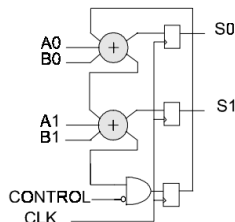


Рис. 1

бита. В первом цикле два наименее значащих бита слова вводятся в сумматор, при этом входной сигнал переноса должен быть равен нулю. Производится операция суммирования, выходной сигнал переноса задерживается на 1 такт, для добавления в следующее подслово. На последнем цикле задвигается перенос в следующее слово. Одно из достоинств КИХ-фильтров, – линейная фазовая характеристика. Она достигается, если импульсная характеристика симметрична. Симметричные топологии для канонической и инвертированной форм могут быть трансформированы в эквивалентные антисимметричные путём замены некоторых сумматоров на вычитатели. Количество умножителей в этих схемах уменьшено по сравнению с предыдущими приблизительно в 2 раза. Базовыми элементами фильтра являются блоки умножения с накоплением. Чтобы избежать переполнения разрядности на всём пути вычислений необходима точность 24

	Digit-size (Bits)	Canonical Form	Inverted Form	Symmetric Canonical Form	Symmetric Inverted Form	Anti-symmetric Canonical Form	Anti-symmetric Inverted Form
Chip Speed (MHz)	1	51,02	49,75	57,8	52,63	63,69	49,01
	2	44,84	41,84	50,76	44,84	50,76	42,91
	4	30,21	30,12	30,3	33	31,84	31,34
	8	23,8	24,21	25,51	27,77	24,15	24,93
Filter Speed (MHz)	1	6,38	6,22	7,23	6,58	7,96	6,13
	2	11,21	10,46	12,69	11,21	12,69	10,73
	4	15,11	15,06	15,15	16,50	15,92	15,67
	8	23,8	24,21	25,51	27,77	24,15	24,93
Area (LEs)	1	671	770	383	513	383	513
	2	837	915	470	595	470	595
	4	1169	1209	646	761	646	761
	8	1470	1377	811	840	811	865
Area x Time	1	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
	2	0,71	0,71	0,70	0,68	0,77	0,66
	4	0,74	0,65	0,80	0,59	0,84	0,58
	8	0,59	0,46	0,60	0,39	0,70	0,41

Рис. 2

бита. Для её достижения в MAC-блоках используются несколько таких ячеек. Фильтры различных структур были реализованы в работе [6] на FPGA Altera EPF10K50GC403-3. Результаты представлены на рис. 2. Для каждой структуры и длины подслова измерены соответственно: частота тактирования кристалла, скорость фильтра и занимаемое пространство кристалла. Лучшие результаты в отношении задействованных ресурсов и времени расчёта достигаются при использовании канонических форм построения, с длиной подслова 2 бита.

Ещё один метод реализации КИХ-фильтров транспонированной формы – использование умножительного блока вместо отдельных умножителей для каждой константы. Для оптимизации используется метод удаления общих подвыражений, с целью сократить количество сумматоров (рис. 3). Сначала рассчитывается минимальное количество регистров, необходимое для данного построения. Исходное выражение строится в виде наиболее быстрой из возможных древовидных структур, затем вставляются регистры. Генерируются все делители для набора выражений, описывающих умножительный блок. После выбора и извлечения наилучшего делителя выражение переписывается. Далее генерируется новый набор делителей. Алгоритм останавливается, когда больше не остаётся целесообразных делителей.

Следующий подход – метод сдвигов и суммирований [7]. Распространённая реализация фильтра N-порядка требует N операций умножений и N-1 сложения. Для этого часто используется либо один MAC-блок (что потребует N циклов вычислений), либо N MAC-блоков (что займёт больше пространства на кристалле). В данном методе используется блок умножения вместо отдельных умножителей для каждой константы. Они заменяются оптимизированным набором операций сдвига и суммирования. Для оптимизации используется метод удаления общих подвыражений, с целью сократить количество сумматоров. За счёт этого уменьшается задействованное пространство на чипе. В [7] был

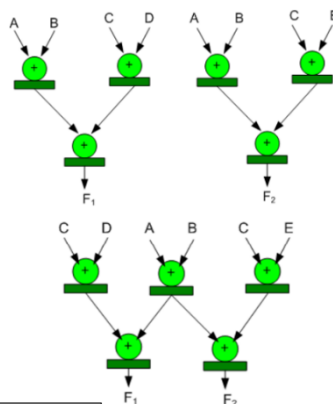


Рис. 3

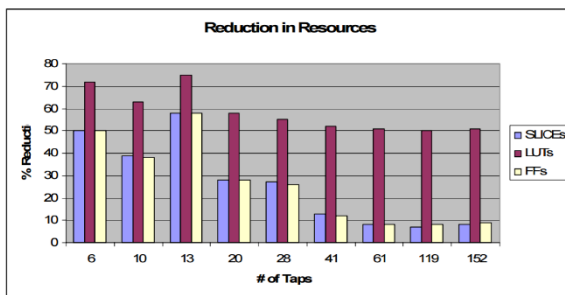


Рис.4

разработан итерационный алгоритм оптимизации. Сначала исходное выражение строится в виде наиболее быстрой из возможных древовидных структур, затем вставляются регистры для синхронизации. Генерируются все “делители” для набора выражений, описывающих блок умножения. Каждому “делителю” сопоставляется значение, равное количеству удалённых суммирований минус количество добавленных регистров. После извлечения наилучшего “делителя” выражение переписывается. Далее генерируется новый набор “делителей”. Алгоритм останавливается, когда больше не остаётся целесообразных “делителей”. На рис. 4 представлены результаты, демонстрирующие сокращение задействованных ресурсов, выраженное в количестве Slices, LUTs и FFs. Среднее сокращение составило 58,7% по количеству LUTs, и около 25% по slicesиFFs. Хотя описанный алгоритм не направлен именно на оптимизацию производительности, для фильтров 13 и 20 порядка было получено увеличение производительности около 26%.

Существует множество методов оптимизации, затрагивающих как сокращение пространства, задействованного на кристалле, так и увеличения быстродействия. В общем случае эти критерии противоречивы. Наиболее часто необходима специальная оптимизация, направленная на повышение характеристик конкретного устройства. Иногда уменьшение занимаемого пространства на кристалле может повлечь увеличение частоты работы схемы. Это происходит за счёт особенностей трассировки при реализации схемы на FPGA. Перспективным выглядит метод сдвигов-суммирований [7] и алгоритм удаления общих подвыражений [8]. Подход продемонстрировал значительное сокращение задействованных ресурсов и потребляемой мощности по сравнению с альтернативными реализациями. Данный метод позволяет создавать сложные фильтры с высоким быстродействием, которые могут быть применены для обработки сигналов в реальном времени.

- [1] Антонио А. // Цифровые фильтры: анализ и проектирование. 1983.
- [2] Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. // Поисковые технологии проектирования целочисленных цифровых фильтров. 2014 Часть 2. Компоненты и технологии № 10'. С. 142.
- [3] Бугров В.Н., Морозов Н.С., Пройдаков В.И. // Поисковые технологии проектирования целочисленных цифровых фильтров. Часть 3. М., Компоненты и технологии, №1'2015. С.122.
- [4] Бугров В.Н., Морозов Н.С. // Синтез целочисленных КИХ-фильтров с линейной фазой.
- [5] Chi-Jui Chou, Satish Mohanakrishnan, and Joseph B. Evans // FPGA Implementation of Digital Filters, Proc. Int. Conf. Signal Proc. Appl. & Tech. (ICSPAT'93), 1993.
- [6] Javier Valls, Marcos M. Peiró, Trini Sansaloni, Eduardo Boemo // A Study About FPGA-Based Digital Filters.
- [7] ShahnamMirzaei, AnupHosangadi, Ryan Kastner // FPGA Implementation of High Speed FIR Filters Using Add and Shift Method.
- [8] L.E. Turner, P.J.W. Graumann, and S.G. Gibb // Bit-serial FIR Filters with CSD Coefficients for FPGA, in Lecture Notes in Computer Science, n°975.P.310. Springer-Verlag, Berlin: 1995.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ РАДИОПЛАНИРОВАНИЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ В МЕТРОПОЛИТЕНЕ

А.А. Адёркина^{1),2)}, М.А. Шашанов²⁾, В.Ю. Шумилов²⁾, А.Ю. Трушанин²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ООО «Радио Гигабит»

С 2014 года на всех линиях Московского метрополитена компанией «МаксимаТелеком» предоставляется беспроводной доступ в Интернет внутри вагонов. Для обеспечения канала связи между подвижным составом и инфраструктурой Интернет используется специализированная беспроводная сеть диапазона 5 ГГц, включающая базовые станции (БС) в тоннелях и мобильные станции (МС) на головном и хвостовом вагонах состава. По мере развития сети Московского метрополитена, а также при развертывании аналогичных сетей в метрополитенах других городов, возникает задача оптимизации расстановки БС вдоль тоннеля для обеспечения достаточного уровня сигнала при любых положениях состава.

В данной работе представлена методика оптимального размещения БС в тоннелях метрополитена. При разработке методики были решены две ключевые задачи: разработка достаточно точной модели затухания сигнала диапазона 5 ГГц при его распространении в тоннелях и разработка автоматического алгоритма выбора координат БС.

Модель распространения

На основе существующих подходов [1] была разработана специализированная модель падения мощности сигнала при его распространении вдоль тоннелей, использующая в своей основе метод геометрической оптики (ГО). Параметры модели были выбраны на основе специальных измерений, проведенных в Московском метрополитене. Разработанная модель учитывает реальный план и профиль путей метрополитена, то есть форму изгибов тоннеля в трехмерном пространстве.

Исходная трехмерная задача разбивается на две двумерные во взаимно-перпендикулярных плоскостях, проходящих через ось тоннеля: горизонтальной и вертикальной. Для вычисления затухания в каждой плоскости проводится двумерная трассировка лучей, то есть поиск всех лучей, выходящих из передатчика и приходящих в приемник. При трассировке выполняется генерация лучей, исходящих из передающей антенны в сторону приемной. Распространяясь, лучи последовательно отражаются от стен тоннеля до тех пор, пока не пересекут линию, проходящую через точку расположения приемной антенны. Если в процессе распространения количество отражений конкретного луча превышает некоторую заданную величину, принимающую значения от 5 до 25 в зависимости от расстояния между передатчиком и приемником, то расчет данного луча прекращается.

Для каждого из пришедших в точку приема лучей величина затухания определяется как произведение затухания по законам ГО для двумерной задачи (с цилиндрической расходимостью лучей) с учетом кривизны стен тоннеля[2], итоговой величины затухания вследствие отражения от стен[3], произведения обратных коэффициентов усиления передающей и приемной антенн и коэффициентов формулы Фрииса. Мощности пришедших лучей в каждой плоскости суммируются с учетом их некогерентности.

Результирующее затухание для трехмерной задачи вычисляется как произведение затуханий в двух плоскостях.

При отражении луча от стены только часть мощности отражается в зеркальном направлении, а оставшаяся мощность поглощается материалами стен и рассеивается под прочими углами. Реальные стены тоннелей выполнены из чугуна или бетона, причем по обоим боковым стенам проложены кабели. Во многих случаях все боковые стены имеют значительно выступающие ребра жесткости. Пол тоннеля часто закрыт рельсами и шпалами. В целом все стены тоннеля можно считать покрытыми слоем конструкций с множеством выступов и отверстий, представляющих собой хороший рассеиватель. В качестве упрощенной модели стены предлагается структура, имеющая две гладкие границы раздела сред. Первая граница разделяет воздушную среду внутри тоннеля и эффективный переходный слой, моделирующий рассеиватели. Вторая граница разделяет переходный слой и идеальный проводник, моделирующий сплошную стену.

В качестве материала эффективного переходного слоя используется виртуальный материал, отличающийся от воздушной среды наличием относительно небольшой проницаемости, величина которой выбиралась по результатам измерений.

Результаты измерений

В тоннелях Московского метрополитена были проведены две серии измерений для уточнения и проверки разработанной модели затухания. В ходе первой серии были получены зависимости коэффициента отражения от угла падения для двух поляризаций антенн. Данные зависимости представлены на рис. 1. Результаты измерений сравниваются с идеальной слоевой моделью отражения от эффективного рассеивающего слоя, описанной выше. Как можно видеть, кривая, задаваемая моделью, везде находится в коридоре погрешностей, что позволяет сделать вывод о применимости данной модели для дальнейшего использования. Достаточно высокие погрешности измерений обуславливаются значительной технической сложностью проведения измерений в тоннелях метрополитена.

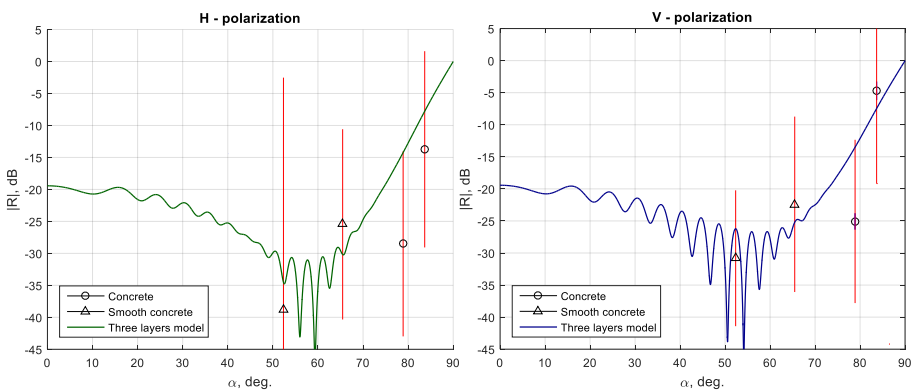


Рис. 1

Вторая серия измерений в метрополитене заключалась в измерении потери мощности сигнала между зафиксированным передатчиком и приёмником, который перемещался вдоль тоннеля. В качестве примеров приведены результаты измерений в тоннелях различного типа (различные материалы покрытия стен, формы сечения тоннелей) и геометрии. На рис. 2 представлены зависимости потерь от расстояния в прямых тоннелях. На рис. 3 представлены зависимости величины потерь от расстояния в поворотных тоннелях с радиусом кривизны около 400 м.

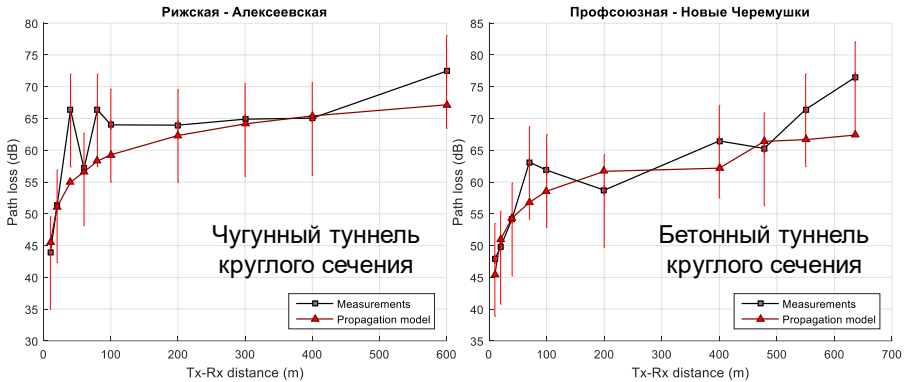


Рис. 2

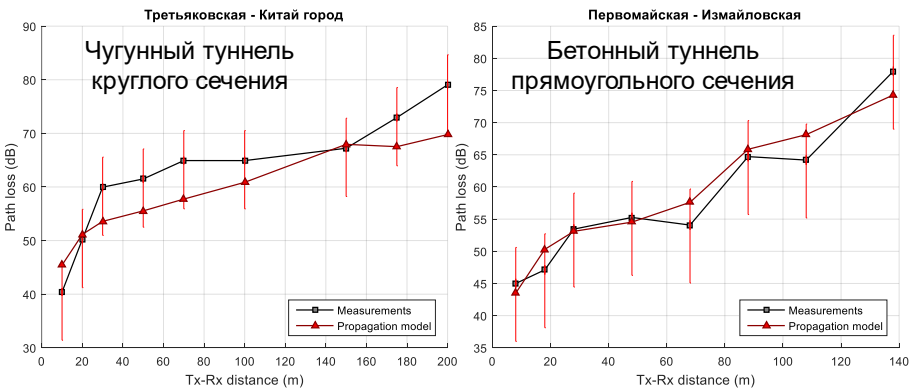


Рис. 3

Сравнение результатов измерений со значениями, предсказанными моделью, показывают, что в большинстве случаев их разница укладывается в погрешности измерений. Таким образом, предложенная модель может быть использована для предсказания затухания сигнала при распространении в тоннелях метрополитенов.

Алгоритм размещения БС

Алгоритм размещения БС использует разработанную модель затухания сигнала и решает задачу равномерного покрытия пути метрополитена радиосетью. При реализации алгоритма были использованы следующие предположения, соответствующие используемому оператором приемо-передающему оборудованию:

- 1) Потери мощности сигнала между составом и БС не должны превышать заданного порога.
- 2) При нормальном движении внутри тоннеля состав подключается к следующей по ходу БС через антенну своего головного вагона. При подъезде к станции состав подключается к последней БС на перегоне через хвостовой вагон.
- 3) К каждой БС должен подключаться только один состав во избежание разделения временного ресурса БС между составами.

Выбор целевых координат БС для каждого перегона состоит из двух этапов, называемых начальной расстановкой и оптимизацией расстановки БС. На первом этапе БС размещаются так, чтобы затухания сигнала от точки начала перегона до координаты первой БС и между координатами последующих БС были равны заданной величине порога. Алгоритм состоит в продвижении вдоль тоннеля с заданным шагом и вычислении затухания между последней установленной БС и текущей координатой. В точке, где значение затухания равно порогу устанавливается новая БС. Процедура повторяется до тех пор, пока не будет достигнут конец перегона (начало платформы следующей станции).

Задачей второго этапа является введение поправок к выбранным координатам БС для выравнивания затухания между последней БС и концом перегона, которое не контролируется в ходе первого этапа, и всех прочих затуханий.

Процедура оптимизации может идти одним из двух возможных путей. В первом случае оптимизация состоит в сокращении количества БС, полученных после первичной расстановки. Это возможно, если потери между последней БС и концом перегона достаточно малы. В этом случае последняя БС удаляется, а оставшиеся смещаются в сторону конца перегона для выравнивания затуханий. Во втором случае все установленные БС перемещаются в сторону начала перегона.

На основе разработанной методики был реализован программный инструмент в среде Matlab. Инструмент был успешно применен при планировании строящихся сетей на всех существующих линиях Петербургского метрополитена, а также на новых участках Московского метрополитена.

- [1] Hrovat A., Kandus G., Javornik T. // A survey of radio propagation modeling for tunnels, IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2014. Vol. 16. P.658.
- [2] Bouche D., Molinet F., Mittra R. // Asymptotic methods in electromagnetics, Springer, Berlin, Germany. 1997.
- [3] Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. – М: Наука, 1973.

СИНТЕЗ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ БИХ-ФИЛЬТРОВ НА НЕЭКВИДИСТАНТНОМ МНОЖЕСТВЕ ПАРАМЕТРОВ

В.В. Артемьев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Цифровой фильтр (ЦФ) являются основным устройством во многих системах цифровой обработки сигналов (ЦОС). При проектировании ЦФ для систем, реализуемых на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), заказных или полу заказных СБИС, ставятся задачи получения требуемых характеристик ЦФ при минимальном количестве ресурсов занимаемых на кристалле, например, таких как логические элементы. Особо остро вопрос количества необходимых ресурсов стоит для отечественных микросхем ПЛИС и БМК, например, такие как 5576XC7T (АЕНВ.431260.059ТУ) и 5578ТС024 (АЕЯР.431260.978ТУ) производства «АО ВЗПП-С» (г. Воронеж), которые имеют невысокие показатели по сравнению с импортными аналогами.

Главным образом сложность ЦФ, содержащих умножители, сумматоры, регистры и другие вспомогательные устройства, определяется умножителями [1]. Зачастую на практике при построении различных систем ЦОС широко применяются ЦФ с постоянными коэффициентами и, как правило, высокоскоростные специализированные системы ЦОС оперируют с фиксированной, а не с плавающей точкой. Использование полноценных умножителей при разработке таких ЦФ является неоправданно затратным, особенно при большом их количестве и высокой разрядности.

Постоянные коэффициенты ЦФ, используемые в операциях умножения при реализации на ПЛИС, могут быть представлены в виде степени двойки:

$$C = \sum_{i=0}^{R-1} k_i \cdot 2^i \quad (1)$$

где $k_i = \{0, 1\}$. Следовательно, умножение на постоянный коэффициент можно заменить параллельными операциями сдвига и суммирования/вычитания, что значительно упростит реализацию функции умножения и повысит её быстродействие. Параллельный сдвиг не требует никаких аппаратных и временных затрат и выполняется простым расогласованием разрядных шин. Однако есть другое представление чисел, в котором коэффициенты (1) представлены в виде суммы и/или разности чисел, равных степени двойки, где $k_i = \{0, 1, -1\}$. Такое представление называется знако-разрядным кодом ЗРК. Знако-разрядное представление, имеющее минимальное количество 1 и -1, называется каноническим (КЗРК). Преимуществом КЗРК является меньшее количество сумматоров необходимых для реализации умножителя, что дает выигрыш при аппаратной реализации. Цифровые фильтры, в которых умножения заменены операциями сдвиг/суммирование, называют цифровыми фильтрами без умножителей.

Еще один приём уменьшения количества сдвиговых сумматоров используемых для реализации умножения – выделение общих подвыражений [2].

$$C = \prod_{j=1}^n \sum_{i=0}^{R-1} k'_{ji} \cdot 2^i \quad (2)$$

Операции умножения в (2) также выполняется сдвигом.

Поскольку требованиям к ЦФпо его параметрам могут удовлетворять множество решений, то возникает задача поиска решения с минимальным общим числом сумматоров, заменяющих умножители. Минимизировать полное число сумматоров, включая сумматоры, заменяющие умножители, важно на этапе синтеза ЦФ.

Метод целочисленного нелинейного программирования

Многофункциональный синтез целочисленных цифровых фильтров по совокупности требуемых функциональных характеристик может быть осуществлен с помощью метода целочисленного нелинейного программирования (ЦНП) [3] -4] .

В качестве базовой структуры ЦФ, синтезируемого методом ЦНП, используется форма каскадного соединения целочисленных БИХ-звеньев 2-го порядка с передаточной функцией:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}} \quad (3)$$

где m – число звеньев ЦФ, комплексная переменная $z = e^{j\omega}$, а $\omega = 2\pi f/F_0$ – цифровая частота. Из соотношения (3) получается разностное уравнение для одного звена рекурсивного целочисленного ЦФ:

$$y_n = (b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2})/a_0 \quad (4)$$

Операция деления на целочисленный нормирующий коэффициент a_0 реализуется при помощи операции побитового сдвига, при условии принадлежности каждого i -го нормирующего коэффициента биномиальному целочисленному ряду:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, q = \overline{0, R-1}, i = \overline{1, m} \quad (5)$$

где R – разрядность цифровой платформы.

При синтезе ЦФ целевая функция формируется в виде аддитивной свёртки двух частных целевых функций $f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{IX})$ и $f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{IX})$, обеспечивающих соответственно выполнение требований как к амплитудной селекции, так и к линейности его фазы:

$$F(\mathbf{IX}) = \beta_1 f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{IX}) + \beta_2 f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{IX}) \quad (6)$$

Частная целевая функция $f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{IX})$ при этом определяется средне-квадратичной ошибкой σ выполнения требований к АЧХ фильтра, а функция $f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{IX})$ – максимальным отклонением текущей фазы фильтра от требуемой линейной ФЧХ фильтра.

Относительно целевой функции (6) задача ЦНП для синтеза на неэквидистантном множестве R -разрядного рекурсивного ЦФ в форме каскадного соединения m -звеньев второго порядка записывается так:

$$F^o(\mathbf{IX}^o) = \min F(\mathbf{IX})$$

$$\mathbf{IX} \in I^{5m} \quad (7)$$

$$a_{di} \in I_s \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,m}$$

$$b_{di} \in I_s \quad d=\overline{0,2} \quad i=\overline{1,m} \quad (8)$$

$$|Z_{pi}| < 1 \quad i=\overline{1,m} \quad (9)$$

Общая экстремальная задача дискретного синтеза (7) записана относительно целочисленного пространства I^{5m} параметров (коэффициентов фильтра), размерностью $5m$. Ограничение (8) задает неэквидистантное множество чисел I_s с малым количеством сумматоров в представлении, из которого осуществляется выборка целочисленных коэффициентов. Функциональные ограничения (9) контролируют условие устойчивости рекурсивного фильтра по всем полюсам коэффициента передачи.

Формирование множеств параметров

Вычисление значений множеств осуществлялось путем перебора в цикле от минимального количества сумматоров (нуля) в представлении числа до S_{max} - максимального количества сумматоров необходимого для представления любого числа из отрезка $[-2^{R-1}$ до $2^{R-1}]$. При переборе чисел КЗРК представления по формуле (1) выбирались те, для которых выполнялось условие

$$\sum_{i=0}^{R-1} k_i - 1 \leq s$$

т.е. число сумматоров текущего

кода меньше либо равно текущему количеству сумматоров. Поиск и выделение общих подвыражений осуществлялось по формуле (2) перебором между собой уже найденных значений при выполнении условия, что сумма количества сумматоров обоих элементов меньше либо равна текущему количеству сумматоров и лишь затем производился переход к следующему циклу перебора, увеличению сумматоров. Мощность множества N_I для шестнадцатизрядных коэффициентов показана в таблице. Получившиеся множества являются неэквидистантными.

Синтез целочисленного цифрового БИХ- фильтра

На рисунках - приведены АЧХ и ФЧХ синтезированного целочисленного цифрового БИХ-фильтра 20-го порядка полученного на множестве параметров I_1 .

Табл.

Обозначение множества (I_s)	S_{max}	N_I	% от общего количества*
I_0	0	31	0,05%
I_1	1	423	0,65%
I_2	2	3993	6,09%
I_3	3	18809	28,70%
I_4	4	45837	69,94%
I_5	5	61659	94,09%
I_6	6	65267	99,59%
I_7	7... 16	65535	100,00%

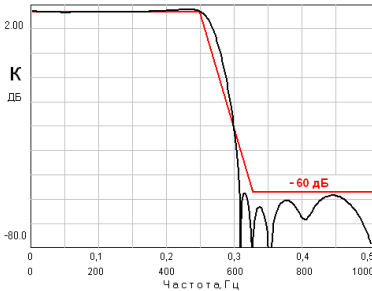


Рис. 1

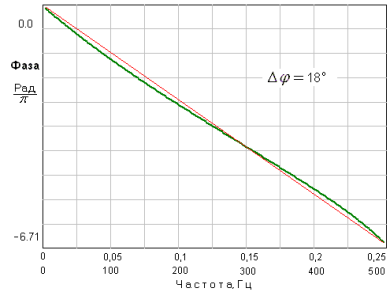


Рис. 2

На множестве чисел I_1 возможно решение задачи проектирования рекурсивного ЦЦФ, однако требуется больший порядок по сравнению с синтезом на полном множестве чисел в диапазоне от -2^{R-1} до 2^{R-1} аналогичного по селективным свойствам ЦФ. На рисунках- приведены АЧХ и ФЧХ синтезированного целочисленного цифрового БИХ-фильтра 12-го порядка на множестве параметров I_2 .

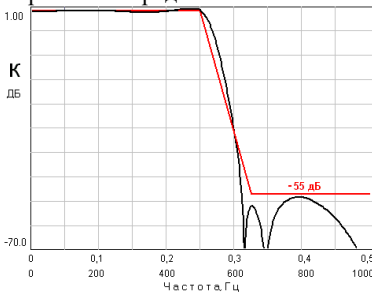


Рис. 3

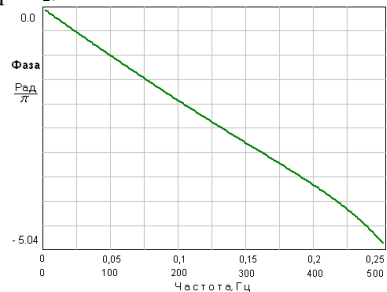


Рис. 4

Мощности множества I_2 достаточно для синтеза целочисленного ЦФ с характеристиками аналогичными ЦФ, синтезируемому на полном множестве чисел.

Заключение

Метод целочисленного нелинейного программирования позволяет найти решение задачи проектирования ЦФ на ограниченном неэквидистантном множестве коэффициентов, необходимых для реализации ЦФ в ПЛИС с малым количеством сумматоров в операциях умножителя, по совокупности параметров и характеристик.

- [1] Мингазин А.Т. // Цифровая обработка сигналов. 2004. №2. С. 14.
- [2] Алёшин Д.В. // DSPA. 2007.С. 96.
- [3] Бугров В.Н. // Вестник ННГУ. 2009. № 6. С. 61.
- [4] Артемьев В.В., Бугров В.Н. // Компоненты и технологии. 2013. № 7. С. 60.

ВЫБОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ В РАДИОКАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОЙ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

В.А. Односвцев, А.Н. Богатов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В работе рассматривается система передачи телеметрической информации с борта летательного аппарата на наземный пункт приёма. Характерной особенностью такой системы являются серьёзные ограничения на выходную мощность передатчика летательного аппарата и коэффициент полезного действия (КПД) его выходных усилительных каскадов.

Цель работы

Сравнение видов цифровой модуляции (манипуляции). Выбор оптимального вида в условиях связи летательного аппарата и наземного приёмного пункта.

Сравнение энергетической эффективности

В цифровой связи в качестве энергетического параметра системы используется отношение сигнал/шум для одного бита информации: E_b/N_0 , где E_b – энергия бита, N_0 – спектральная плотность мощности шума. Энергетическая эффективность характеризуется мощностью передатчика, необходимой для передачи информации с заданной вероятностью битовой ошибки (BER , *Bit Error Rate*). Рассмотрим модель однолучевого Гауссовского канала, то есть предполагается, что сигнал искажается только за счёт аддитивного белого Гауссовского шума.

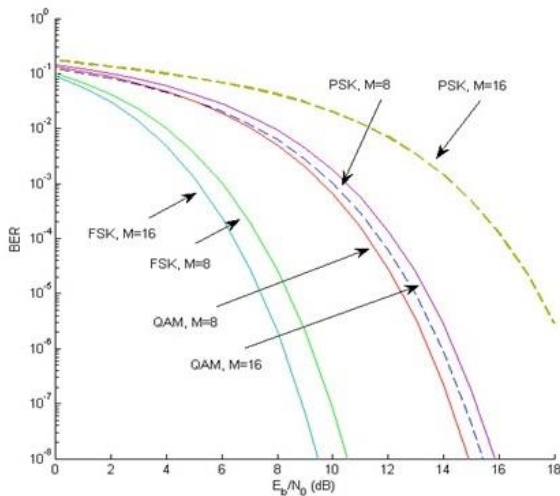


Рис. 1

На рис. 1 изображена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для различных видов манипуляции (на рисунке M – количество передаваемых символов): многопозиционной ортогональной частотной (*MFSK*, *Multiple Frequency Shift Keying*) для случая когерентного приёма сигнала, фазовой (*MPSK*, *Multiple Phase Shift Keying*) и квадратурной амплитудной модуляции (*MQAM*, *Multiple Quadrature Amplitude Modulation*). Аналитические зависимости можно найти в [1]. Из графиков видно, что наибольшую помехоустойчивость имеет частотная манипуляция. Для *PSK* и *QAM*-сигналов с ростом числа передаваемых символов кривая вероятности битовой ошибки смещается в сторону больших значений сигнал/шум. Таким образом помехоустойчивость этих типов модуляции снижается с ростом размера передаваемого алфавита.

Сигнальное пространство *PSK*- и *QAM*-сигналов представляет собой плоскость. При увеличении количества передаваемых символов увеличивается количество векторов на сигнальной плоскости, расстояние между векторами уменьшается. Следствием уменьшения расстояния между двумя соседними векторами (двумя сигналами, которые относятся к соседним символам) является то, что для возникновения ошибки требуется меньшая мощность шума. В тоже время, в случае ортогональной частотной манипуляции все сигнальные вектора перпендикулярны друг другу. Увеличение количества символов приводит к увеличению размерности сигнального пространства, а расстояние между соседними векторами не изменяется. Поэтому вероятность ошибки не увеличивается, а даже уменьшается.

Сравнение спектральной эффективности

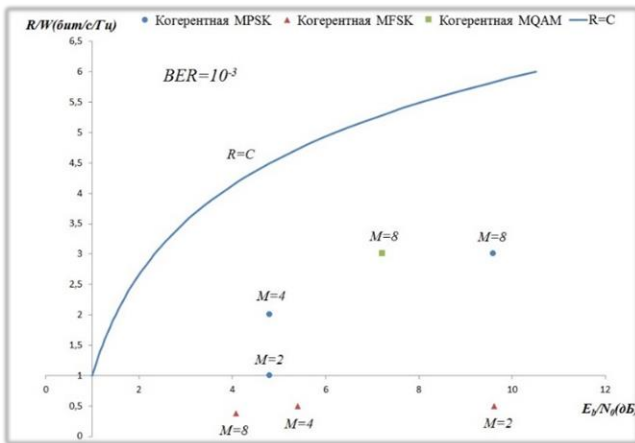


Рис. 2

Спектральная эффективность характеризуется полосой частот, необходимой для передачи информации с определённой скоростью. Для изучения спектральной эффективности введём величину эффективности использования полосы, равную R/W , где R , (бит/с) – скорость передачи информации, W , (Гц) – ширина спектра сигнала. Эта величина показывает количество информации, которое можно передать через единицу ши-

рину полосы [1]. На рис.2 изображена зависимость эффективности использования полосы от отношения сигнал/шум для вероятности ошибки 10^{-3} . Линия, изображённая на графике синим цветом, соответствует теоретическому пределу скорости передачи информации (пропускной способности канала связи). Пропускная способность определяется с помощью теоремы Шеннона – Хартли. Из полученных значений видно, что *FSK*-сигналы обладают меньшей спектральной эффективностью, чем сигналы с фазовой и квадратурной модуляцией.

Согласно теореме Найквиста, минимальная необходимая полуширина полосы для немодулированной передачи R_s символов в секунду без межсимвольной интерференции равна $R_s/2$. При использовании многопозиционной манипуляции один символ определяется последовательностью из k бит, $k = \log_2 M$, поэтому скорость передачи бит в k раз больше скорости передачи символов: $R_s = R/k = R/\log_2 M$. В случае *PSK*- и *QAM*-сигналов удвоенная ширина полосы $W = R_s$, а эффективность использования полосы $R/W = \log_2 M$. Для ортогональных *FSK*-сигналов удвоенная ширина полосы $W = MR_s$, следовательно, $R/W = \log_2 M/M$.

Преимущества *FSK*-сигналов

Применение многопозиционных видов модуляции ($M > 2$) во избежание нелинейных искажений предъявляет высокие требования к линейности амплитудной характеристики каскадов усиления мощности [2], что приводит к резкому снижению КПД усилителя. Использование *FSK* ($M = 2$) лишено этого недостатка.

В случае *FSK*-сигналов возможно использование глубокого амплитудного ограничения, повышающего помехоустойчивость по отношению к импульсным помехам. Кроме того, известно [3], что идеальное ограничение в Гауссовском канале (модель суммы сигнала и узкополосного Гауссовского шума) повышает отношение сигнал/шум примерно на 2 дБ, если входное отношение сигнал/шум превышает 7 дБ. Проведённое имитационное моделирование подтверждает этот вывод.

Выводы

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что в условиях ограниченной мощности излучения передатчика летательного аппарата с точки зрения помехоустойчивости наилучшим вариантом является частотная манипуляция. Данный вид манипуляции не приводит к потере информации из-за межсимвольных искажений при использовании усилителей класса *Vi C*. Такие усилители имеют высокий КПД, но работают в нелинейных режимах [2]. Однако возникает задача обеспечения требуемой скорости передачи информации.

- [1] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. – М.: Издательский дом Вильямс, 2003. 1104 с.
- [2] Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для ВУЗов. – М.: Радио и связь, 1983. 264 с.
- [3] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. С. 307.

СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПОДХОД К ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМУ ПРОЦЕССУ РАЗРАБОТКИ И ИЗГОТОВЛЕНИЯ КОМПАКТНЫХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ СО СЛОЖНОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ ИЗЛУЧАЮЩЕЙ ОБОЛОЧКИ

А.К. Бритенков, Б.Н. Боголюбов, В.А. Перфилов, С.А. Смирнов

Институт прикладной физики РАН

Приложения низкочастотной гидроакустики для сверхдальней связи

Одним из перспективных направлений освоения мирового океана является создание подводных автономных необитаемых аппаратов с большой дальностью действия. Обеспечение связи для систем телеуправления и коммуникации с радиобуями на расстояниях в сотни километров связано с использованием компактных низкочастотных гидроакустических излучателей, имеющих высокую удельную мощность в сочетании с достаточной шириной полосы частот [1]. Во время проведения морских испытаний сотрудниками центра гидроакустики ИПФ РАН неоднократно проводились успешные эксперименты по излучению и приёму акустических сигналов на расстояния 400 км и более. Подобные технологии требуются для передачи команд телеуправления автономными подводными аппаратами, например, подводными планерами (рис. 1), а также для связи с автономными акустическими радиобуями-маяками, являющимися частью систем управления автономными подводными аппаратами.



Рис. 1

Использование в таких системах связи низкочастотных диапазонов накладывает особые требования на конструктивные особенности и технологию изготовления гидроакустических излучателей [2].

Компактные гидроакустические преобразователи

Преобразователи размером корпуса около 60 см считаются компактными для мощной низкочастотной гидроакустики. Преобразователи меньшего размера можно отнести к малогабаритным. При этом преобразователь с корпусом и меньшего размера способен эффективно излучать в узкой полосе частот, но из-за прямой зависимости излучаемой акустической мощности от размера излучающей поверхности чувствительность такого преобразователя недостаточна для создания высокого акустического давления.

Наибольшую эффективность и технологичность изготовления имеют преобразователи продольно-изгибного типа (рис. 2, 3) с пьезоэлектрическими активными элементами [3], использующие принцип электро-механического трансформатора, нагруженного из-за присоединённой массы воды на активно-реактивную нагрузку [2].



Рис. 2



Рис. 3

Механический трансформатор (рис. 4) преобразует малые колебания с амплитудой $a (a \ll h)$ упругого тела (излучающей оболочки) вдоль продольной оси излучателя в поперечные колебания (реализуя пульсирующую сферу) с амплитудой A

$$A \approx a \frac{L}{h},$$

где A – размах колебаний упругого тела, h – начальный прогиб излучающей оболочки, a – размах колебаний активного элемента.

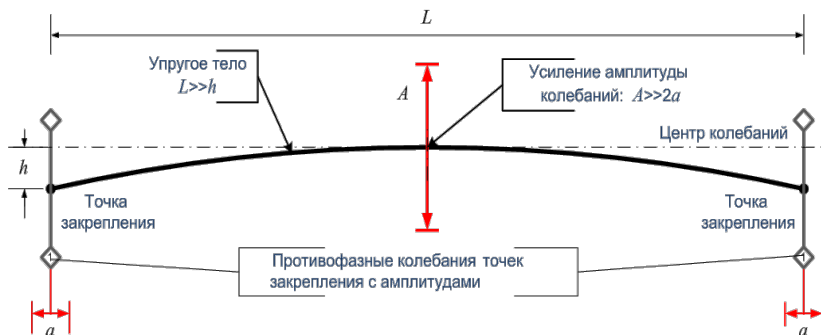


Рис. 4

Проблемы, возникающие при изготовлении низкочастотных излучателей

В технологическом процессе разработки мощных низкочастотных гидроакустических преобразователей выбор типа преобразователя и поиск оптимальной геометрии корпуса определяет дальнейший производственно-технологический процесс. Использование структурно-функционального подхода (рис. 5) для выбора технических и технологических решений по разработке, изготовлению и настройке гидроакустических преобразователей позволяет повысить эффективность конструкторско-производственного процесса. Наибольшую эффективность для низкочастотных приложений мощной гидроакустики имеют преобразователи продольно-изгибного типа на основе механического трансформатора. При этом изготовление корпуса излучателя со сложной геометрией излучающей оболочки – одна из самых трудоёмких и сложных технологических процедур.

Оптимизация излучающего элемента

Оптимизация излучающего элемента, связанная с нахождением глобальных экстремумов многопараметрической модели по совокупности критериев (распределению динамических и статических напряжений в металле, геометрических параметров и характеристик материалов) иллюстрирует, что наилучшая геометрия деталей корпуса нереализуема при использовании технологии обычной металлообработки. Поиск при помощи структурно-функционального подхода технических (конструктивных и технологических) решений [4] по разработке, изготовлению и настройке гидроакустических преобразователей приводит к использованию 3D-печати корпуса излучателя из металлических порошков [5] на базе SLM-технологии. Такая технология исключает проблемы герметизации, устойчивости преобразователя с пьезоэлектрическим активным элементом к гидростатическому давлению и уменьшает разброс параметров излучателя для упрощения его настройки.

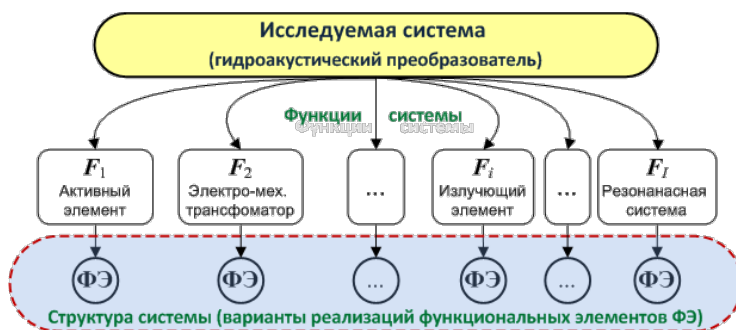


Рис. 5

Малогабаритный преобразователь с излучающей оболочкой сложной формы

Оптимизация излучающего элемента корпуса путём волнообразного гофрирования позволяет увеличить эффективную площадь излучения при одинаковых габаритных размерах преобразователя, что понижает рабочую частоту и увеличивает чувствительность. Корпус разработанного излучателя (рис. 6), выполненного из порошка титана Ti-6Al-4V методом послойного лазерного спекания [5], имеет резонанс на частоте около 3 кГц. Результаты испытаний корпуса излучателя на вибростенде и отклик на воздействие одиночного удара подтверждают результаты моделирования, что позволяет предположить, что такой излучатель на базе пьезокерамического активного элемента из колец ЦТБС-3 [3] с гофрированным корпусом с толщиной стенки от 0,6 до 1,4 мм может иметь чувствительность 2 Па*м/Вв диапазоне 1,6-2,5 кГц.

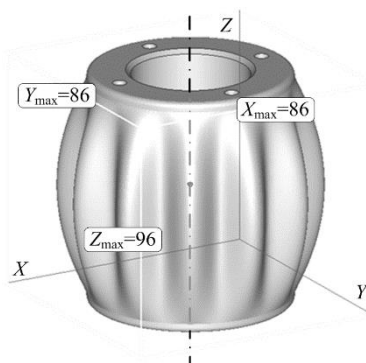


Рис. 6

- [1] Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы – Санкт-Петербург: Наука, 2004. 410 с.
- [2] Богородский В.В., Зубарев Л.А., Корепин Е.А., Якушев В.И. Подводные электроакустические преобразователи. – Л.: Судостроение, 1983. 248 с.
- [3] Андреев М.Я., Боголюбов Б.Н., Ключин В.В., Рубанов И.Л. // Датчики и системы. 2010. № 12. С. 51.
- [4] Бритенков А.К. Обработка информационных представлений сигналов с помощью ОСАМ. – Саарбрюккен: LAP Lambert Academic Publishing, 2016. 183 с.
- [5] Назаров А.П. // Вестник МГТУ «Станкин». 2011. № 4. Т. 1 (16). С. 46.

ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ БАЗ ДАННЫХ

Д.С. Дикарев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Усложнение структуры информации, хранимой в базах данных, привело к необходимости пересмотра модели их построения. Взамен во многих случаях неэффективной реляционной модели данных используется объектно-ориентированная модель. Объектно-ориентированный подход – методология представления предметной области в виде совокупности объектов, каждый из которых является экземпляром одного из классов, образующих иерархию.

В данной работе рассматриваются особенности применения объектно-ориентированного подхода на этапах анализа требований, проектирования и программирования [1], а также преимущества и недостатки использования этого подхода.

Объектно-ориентированный анализ

Отличительная особенность объектно-ориентированного подхода в анализе требований в том, он предполагает декомпозицию предметной области на сущности, а не задачи на алгоритмы.

Задачи объектно-ориентированного анализа:

- Выделение сущностей в предметной области.
- Описание связей между сущностями.
- Определение поведения сущностей.

Объектно-ориентированный анализ предполагает создание UML-диаграмм последовательности и вариантов использования конкретного ПО на основании знаний о предметной области (Рис. 1).



Рис. 1

Объектно-ориентированное проектирование

На этапе объектно-ориентированного проектирования концепция, созданная в ходе анализа, преобразуется к виду, реализуемому с помощью объектно-ориентированных языков программирования.

Задачи объектно-ориентированного проектирования:

- Постановка классов/объектов в соответствие сущностям.
- Описание атрибутов классов.
- Описание методов классов.

В ходе объектно-ориентированного проектирования на основании UML-диаграммы вариантов использования создаётся UML-диаграмма классов (Рис. 2).



Рис. 2

Объектно-ориентированное программирование

На этом этапе классы, спроектированные на предыдущем, реализуются на конкретном объектно-ориентированном языке программирования.

- Задачи объектно-ориентированного программирования:
- Описание классов на объектно-ориентированном языке программирования.
 - Алгоритмическая реализация методов классов.
- На этом этапе непосредственно создаётся программное обеспечение (Рис. 3).



Рис. 3

Достоинства объектно-ориентированного подхода

Плюсы такого подхода широко известны [2], это в первую очередь:

- Модульность ПО, возможность абстрагироваться от деталей реализации класса.
- Расширяемость ПО, возможность добавления новых компонент без изменения алгоритма их обработки.
- Возможность повторного использования компонентов ПО в других проектах.
- Защита данных от ошибок несанкционированного доступа и др.

Недостатки объектно-ориентированного подхода

Более подробно остановимся на минусах данного подхода, а именно:

- Усложнение методологии разработки.
- Снижение производительности ПО.
 - o Дополнительные вызовы функций только для доступа к переменным.
 - o Динамическое связывание методов – определение нужной реализации полиморфного метода во время выполнения.
- Затруднения в понимании кода.
 - o Реализация одной операции рассредоточена по методам классов иерархии.
 - o В больших иерархиях классов сложно понять, в каком из предков реализован конкретный метод.
- Увеличение размера исполняемого файла.

Три основных принципа объектно-ориентированного подхода имеют в том числе и негативные следствия:

- *Инкапсуляция* снижает скорость доступа к данным.
- *Полиморфизм* ведет к усложнению документирования методов.
- *Наследование* приводит к увеличению числа вызовов и возвратов из функций (часто метод класса-потомка вызывает соответствующий метод класса-родителя).

Таким образом, использование объектно-ориентированного подхода для небольших задач нецелесообразно, а для высокопроизводительных задач может оказаться неэффективно. Тем не менее, большинство описанных недостатков так или иначе компенсируются современными компиляторами, а объектно-ориентированный подход благодаря удобству описания сложных систем стал де-факто стандартом в области разработки программного обеспечения.

- [1] Booch G., et al. // Object-oriented analysis and design with applications. – San-Francisco: Benjamin-Cummings, 1994, 589 С.
- [2] Moessenboeck H // Object-oriented programming in Oberon-2. – Berlin: Springer-Verlag, 1993. С. 215.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ПЭМИ ПРИ ОТЛОЖЕННОМ АНАЛИЗЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

И.А. Еремеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одной из основных задач обеспечения информационной безопасности является предотвращение утечки информации по техническим каналам, под которой понимается неконтролируемое распространение информационного сигнала через физическую среду до технического средства, осуществляющего перехват информации. Одним из основных технических каналов утечки информации является канал, который образуется за счет побочных электромагнитных излучений (ПЭМИ), возникающих при работе систем обработки информации.

Сравнительная простота и скрытность добывания информации за счёт перехвата информативных ПЭМИ, постоянное совершенствование техники перехвата и алгоритмов выделения информативных сигналов заставляет специалистов проводить специальные исследования технических средств для выявления и инструментального контроля информативных ПЭМИ [1].

Одна из сложностей проведения подобных измерений состоит в том, что ПЭМИ представляют собой электромагнитные поля довольно слабой интенсивности.

Ввиду этого представляет интерес использование отложенного анализа сигнала. Современные средства измерительной техники позволяют фиксировать большие массивы измерительной информации в оцифрованном виде. Это дает возможность применять известные алгоритмы обработки и приема для измерения уровня сигнала, которые могут быть реализованы программно.

Цель данной работы – применение и анализ эффективности известных алгоритмов обработки сигналов с целью разработки методов измерения уровня ПЭМИ при малых отношениях сигнал/шум.

В качестве источника ПЭМИ будем рассматривать систему с последовательным интерфейсом.

Рециркулятор

В зависимости от условий измерения могут быть использованы различные известные алгоритмы обработки сигналов. Например, для выделения периодической последовательности импульсов в радиолокации широко используются схемы рециркуляторов [2]. Рециркулятор – это электронное устройство, содержащее цепь запаздывающей обратной связи, по которой сигнал (обычно импульсный) проходит (с выхода рециркулятора на его вход) с некоторой задержкой во времени; благодаря наличию такой связи в устройстве имеет место многократное прохождение (циркуляция) входного сигнала. Иначе говоря, рециркулятор представляет собой фильтр, оптимальный периодической последовательности видеоимпульсов. Он используется в радиолокации для когерентного детектирования радиои импульсных сигналов.

Алгоритм измерения средней мощности

Несмотря на удобство применения тестового сигнала в виде периодической последовательности импульсов, возникают ситуации, когда при проведении испытаний приходится измерять уровень ПЭМИ случайного информационного сигнала, который определяется типом интерфейса. Это связано с тем, что не во всех системах предусмотрен режим тестового периодического сигнала. В такой ситуации для определения уровня ПЭМИ можно использовать алгоритм измерения средней мощности сигнала [3].

Суть алгоритма состоит в измерении средней мощности шумового сигнала и последующем измерении мощности смеси сигнала и шума. Сигнал даст приращение мощности, следовательно, разность измеренных средних мощностей есть мощность сигнала. Зная среднюю скорость передачи данных в интерфейсе, можно определить энергию, приходящуюся на один бит случайной последовательности, что позволит оценить уровень сигнала при условии, что структура сигнала нам известна.

Результаты моделирования

Было проведено цифровое моделирование измерения уровня ПЭМИ при использовании алгоритма рециркулятора. На рисунке 1 представлена зависимость ошибки от отношения сигнал/шум для различного количества накопленных импульсов. Как видно, относительная погрешность измерения существенно зависит от количества накопленных импульсов. Видно, что при анализе достаточно продолжительной записи можно с достаточно хорошей точностью оценить уровень сигнала. В частности, при накоплении последовательности длиной 1000 импульсов ошибка получается порядка 10%, что говорит о возможности использования данного алгоритма для оценки уровня сигнала при малом отношении сигнал/шум.

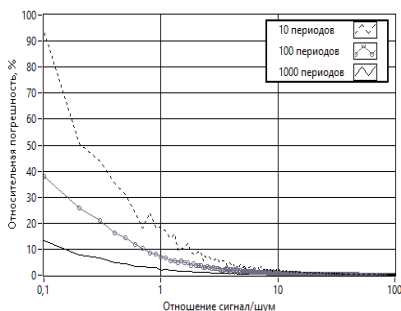


Рис. 1

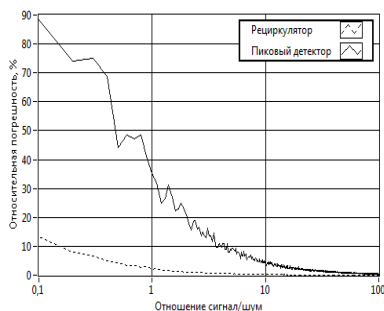


Рис. 2

При сравнении пикового детектора (который рекомендуется использовать нормативными документами при подобных измерениях [4,5]) и рециркулятора (рис. 2), видно, что пиковый детектор оказывается неэффективен при большом уровне помех.

Также была разработана программа для моделирования измерения уровня сигнала с использованием алгоритма измерения средней мощности. В отличие от рециркулятора, этот алгоритм применим для определения уровня сигнала в случае использования случайной последовательности импульсов. Для простоты оценок моделируется случай-

ная последовательность с детерминированным тактовым интервалом и вероятность появления импульса на этом интервале равна 0,5. Была разработана программа для оценки относительной ошибки измерения уровня сигнала. График зависимости ошибки от числа накопленных импульсов для различной длины анализируемой записи представлен на рисунке 3.

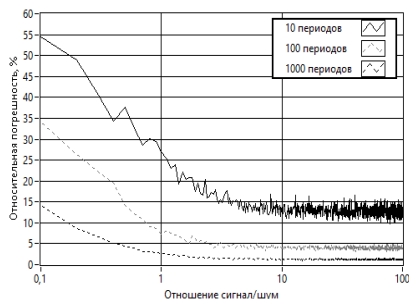


Рис. 3

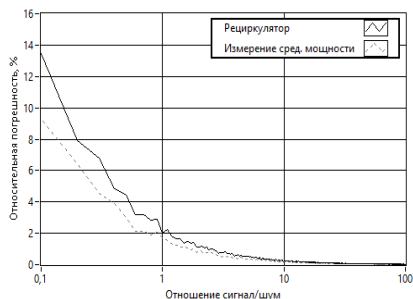


Рис. 4

В случае применения алгоритма измерения средней мощности для периодической последовательности импульсов ошибка измерения получается меньше, чем при использовании рециркулятора (рис. 4). Это объясняется тем, что при определении средней мощности сигнала производится усреднение по всем отчётам, в то время как в рециркуляторе усреднение производится при каждой рециркуляции и время усреднения ограничено длительностью импульса.

Видно, что алгоритм измерения средней мощности оказывается эффективней рециркулятора и даёт достаточно точную оценку при использовании как периодической, так и случайной последовательности импульсов, что говорит о возможности использования данного алгоритма для оценки уровня сигнала при малом отношении сигнал/шум.

Моделирование показало эффективность применения алгоритмов в условиях использования современной измерительной техники, когда можно накопить большое количество оцифрованной информации. Данные программы могут использоваться в составе измерительного аппаратно-программного комплекса в качестве дополнительных элементов, которые позволят при малых отношениях сигнал/шум дать оценку уровня ПЭМИ.

- [1] Хорев А.А. Оценка возможности обнаружения побочных электромагнитных излучений // Москва. Доклады ТУСУРа, № 2 (32), июнь 2014.
- [2] Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. – М.: Советское радио, 1963.
- [3] Астайкин А.И., Помазков А.П., Щербак Ю.П. Метрология и радиоизмерения. Учебное пособие. – Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2010. 405 с.
- [4] Баев А.Б. // Защита информации. Конфидент. 2002. № 4-5. С. 54.
- [5] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.; Пер. с англ. – М.: Вильямс, 2003. 1104 с.

СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ В ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С АПЕРТУРОЙ СИНТЕЗИРОВАННОЙ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ

А.П. Евсеев ¹⁾, П.Н. Вьюгин¹⁾, А.В. Пучков ²⁾

¹⁾ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Ранее публиковались результаты расчетов ДНА при приеме модельных сигналов, в качестве которых использовалась плоская монохроматическая волна [1-4]. Количественные характеристики выигрыша в угловом разрешении позволили сделать вывод о перспективности предлагаемого подхода наряду с традиционными методами.

Однако для убедительности и уверенности в полученных результатах весьма желателен эксперимент с использованием реальных сигналов. Это и было выполнено с использованием специального бассейна на базе кафедры акустики радиофизического факультета. Использовалось следующее оборудование в диапазоне гидроакустических колебаний приблизительно 90 кГц, точечный излучатель с круговой диаграммой направленности возбуждался от генератора Tektronix AFG 3102 через усилитель У7-5 в режиме амплитудноимпульсной модуляции. Длительность импульса модуляции и период повторения выбирались из условий надежной отстройки от сигналов реверберации для имеющейся геометрии рабочего объема бассейна и составили 5,0 и 20,0 миллисекунд, соответственно. В противном случае это могло бы затруднить интерпретацию полученных результатов. Прием сигналов проводился парой гидроакустических микрофонов с круговой диаграммой направленности и усилителями BSK 2690, расположенными на расстоянии 10 мм друг от друга, что составило 0,4 длины волны для сигнала с выбранной несущей частотой и образующими двухэлементную антенную решетку. Регистрация сигналов для последующей обработки выполнялась двухканальным цифровым осциллографом Tektronix DPO 4032 с хорошим запасом по частоте и разрядности дискретизации. Образцы зарегистрированных сигналов приведены на рис. 1 и 2 соответственно:

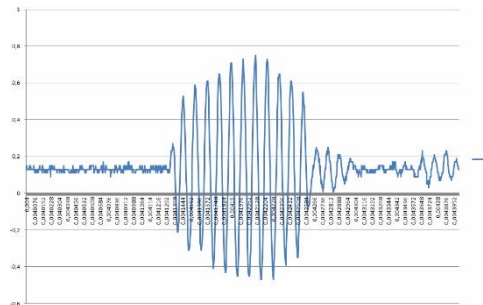


Рис. 1

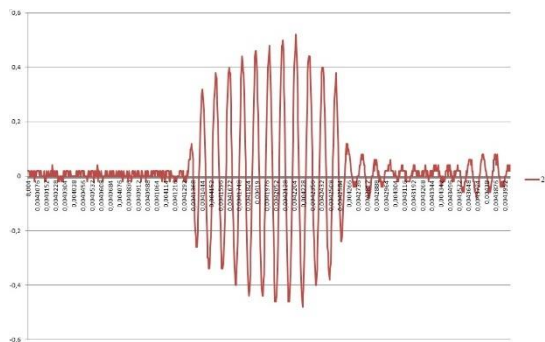


Рис. 2

Последующие рисунки показывают диаграммы направленности по мощности, вычисленные через Фурье-преобразование наборов отсчетов соответствующего размера (2; 20; 50 и 100 сенсоров).

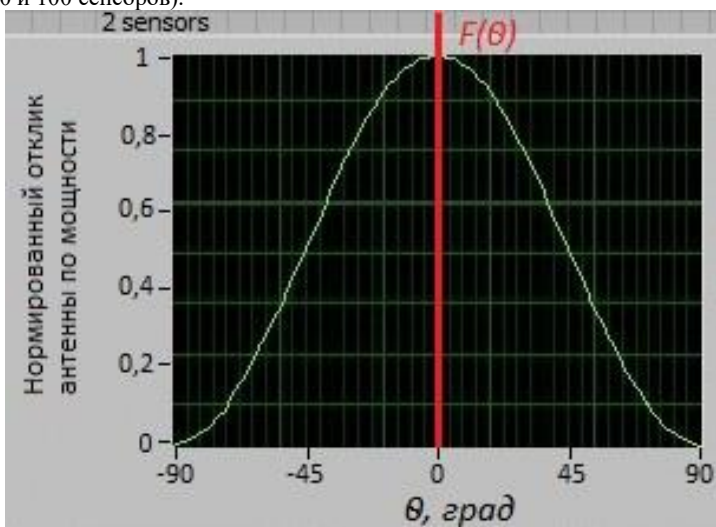


Рис. 3

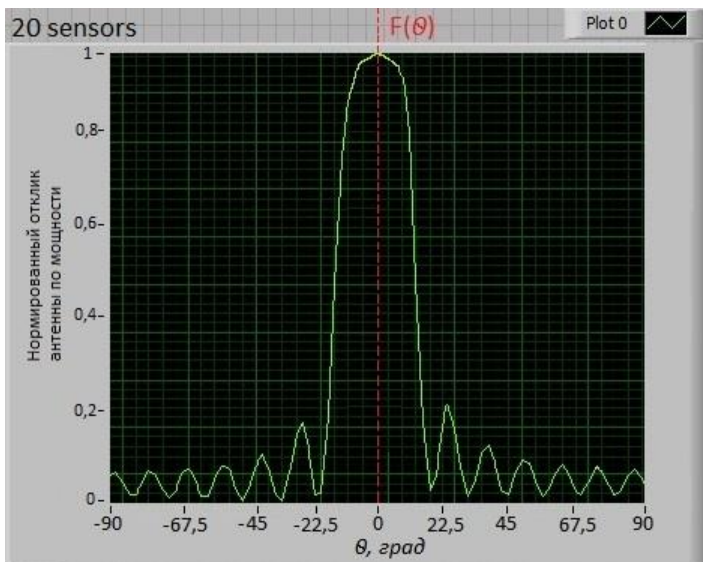


Рис. 4

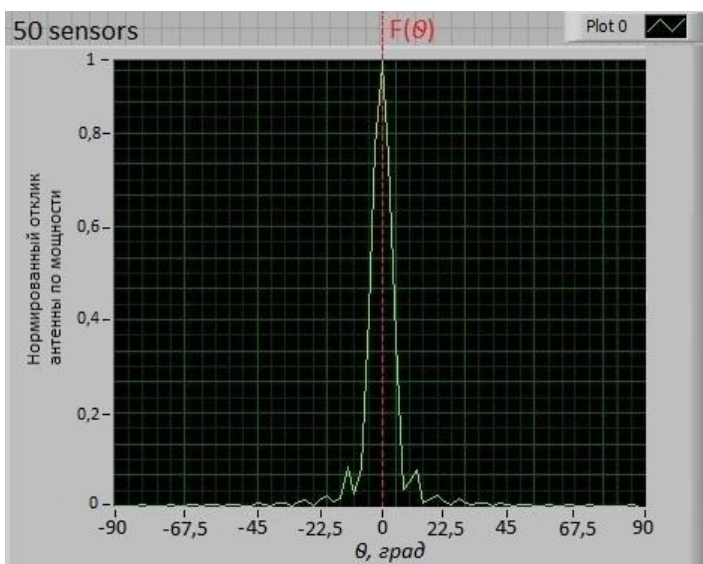


Рис. 5

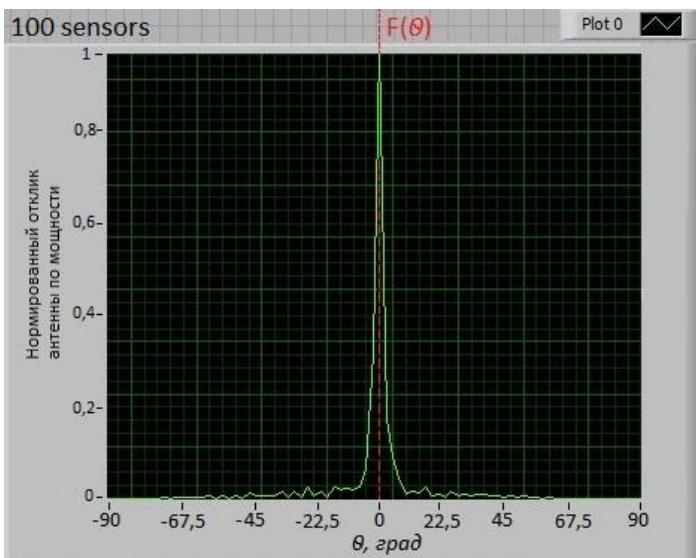


Рис. 6

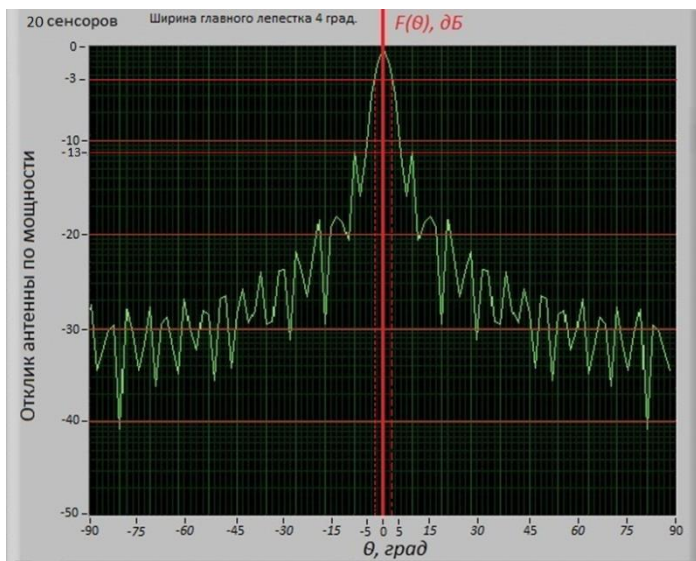


Рис. 7

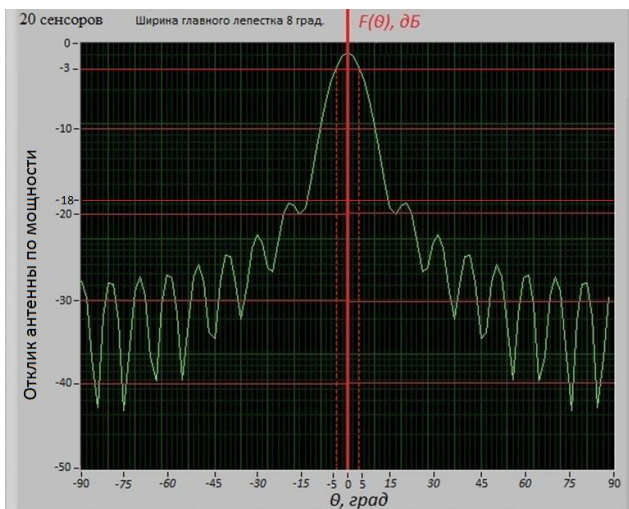


Рис. 8

При расчете диаграммы направленности антенной решетки синтезированной на основе алгоритма полигармонической экстраполяции для 2-х, 20, 50 и 100 элементной антенной решетки получаем закономерные амплитудные индикации нормированных откликов, которые изображены на рис. 3, 4, 5 и 6 соответственно. Включение аподизирующего множителя в виде окна Хемминга приводит к снижению уровня боковых лепестков, но слегка расширяет главный лепесток, что соответствует классическим представлениям. Это продемонстрировано на рис. 7 и 8 соответственно.

Авторы выражают признательность старшему преподавателю кафедры радиотехники радиофизического факультета ННГУ Односецеву В.А. за участие в обсуждении постановки работы и её результатов.

- [1] Евсеев А.П., Баданов В.В., Орлов И.Я. // Труды 14-й международной научно-технической конференции, «Радиолокация, навигация и связь». 15-17 апреля 2008 г. / Ред. Б.Я. Осипов – Воронеж. 25 с.
- [2] Евсеев А.П., Козлов С.А., Пучков А.В. // Труды XX научной конференции по радиофизике, посвящённой 110-летию со дня рождения Г.С. Горелика. 12–20 мая 2016 г. / Под ред. С.В. Оболенского, В.В. Матросова. – Нижний Новгород: ННГУ, 2016. 144 с.
- [3] А.П. Евсеев, С.А. Козлов, А.В. Пучков, И.Я. Орлов // Труды XXIII международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии - ИСТ-2017», посвящённой 100-летию НГТУ – Нижегородского политехнического института, 21 апреля 2017 г.

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ РАДИОВИДИМОСТИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Е.С. Фитасов¹⁾, А.Ю. Харитонов²⁾

¹⁾ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Общие положения

При работе РЛС по низколетящим целям (НЛЦ) значительное экранирующее действие оказывает рельеф местности и местные предметы, что приводит к уменьшению дальности действия станции. Проведение оценок эффективности работы РЛС по мало-высотным целям требует учета экранирующего действия местности, при этом можно считать, что максимальная дальность обнаружения низколетящих целей РЛС коротковолнового диапазона волн (мм-, см-, и коротковолновой части дм-длин волн) равна дальности радиовидимости цели [1-3].

Увеличение тактических требований к радиолокационной технике (мобильность, высокая информативность, возможность вести наблюдение в складках местности и т.д.) привело к созданию за рубежом новых типов РЛС. Известны современные зарубежные мобильные радиолокационные обнаружители воздушных объектов с возможностью подъема антенны на мачтовом устройстве. Большинство этих радиолокационных средств работает в диапазоне частот более 2 ГГц, поэтому их эффективность при работе в непогоду (дождь, снег и др.) снижается из-за возрастания затухания радиоволн при распространении, приводящего к значительному уменьшению дальности обнаружения. Кроме того, в связи с тем, что большая часть имеющихся в настоящее время противорадиолокационных ракет, наводящихся на излучение, работают на частотах более 1,5 ГГц, существенно увеличивается вероятность поражения РЛС, работающих в этих же частотных диапазонах [4, 5].

При одном и том же угле закрытия, формируемом препятствиями, расположенными на различных дальностях, дальности обнаружения мало-высотного объекта с одинаковой высотой полета могут существенно отличаться (см. рис.1). Д₁, Д₂, Д₃ – дальности до экранирующих препятствий, создающих одинаковый угол закрытия α , Д₄, Д₅, Д₆ – соответствующие дальности радиовидимости низколетящего воздушного объекта. Д₄ ≠ Д₅ ≠ Д₆. Более корректно при оценке дальности обнаружения мало-высотных объектов использовать зависимости вероятности радиовидимости объекта от дальности при условии, что они получены на основании достаточно большой статистики, учитывают особенности рельефа местности (рельефа и местных предметов), высоту и траектории полета цели, высоту подъема антенны радиолокатора и размещение станции на позиции.

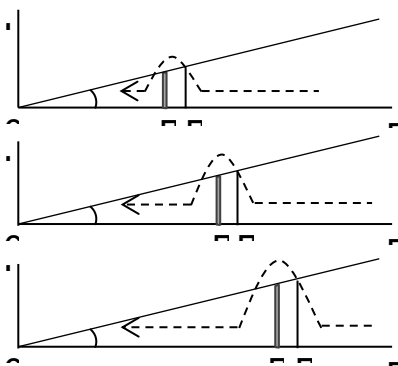


Рис. 1

Цель исследований

Основной целью данных исследований является получение зависимостей вероятности радиовидимости низколетящего воздушного объекта от дальности для равнинной лесистой, овражно-балочной, холмистой местности и предгорий. Характеристики указанных типов местности представлены в таблице [6].

Предлагаемый подход позволяет:

- провести учет экранирующего действия, как рельефа местности, так и местных предметов (кроме леса, строений и т.д.);
- получить зависимости радиовидимости низколетящего воздушного объекта от дальности для основных типов местности;
- получить искомые зависимости на основании представительной статистики.

Табл.

Тип местности	$\delta, \text{м}$
Водное пространство	0-5
Гладкая равнина	5-20
Слегка холмистая равнина	20-40
Холмистая равнина	40-80
Холмы	80-150
Горы	150-300

Математическая модель оценки зон радиовидимости низколетящих воздушных объектов с учетом экранирующего воздействия рельефа различных типов местности.

Математическая модель предназначена для определения закона распределения дальности прямой радиовидимости низколетящего воздушного объекта и расчета значений его числовых характеристик. Модель строится с использованием метода статистических испытаний, позволяющего сформировать реализации ряда случайных величин: высот точек земной поверхности, расположенных на определенном расстоянии ΔD друг от друга, расстояний до экранирующих низколетящие воздушные объекты местных предметов, высот экранирующих препятствий и т.д.

При моделировании было принято предположение, что высоты рельефа местности представляют собой изотропное нормальное случайное поле.

С помощью разработанной математической модели определены законы распределения дальности прямой радиовидимости НЛЦ. Для удобства использования полученных зависимостей осуществлена их аппроксимация в виде неполной Гамма-функции:

$$P(D) = \int_0^D \frac{1}{\Gamma(\alpha) - \beta^\alpha} \cdot x^{\alpha-1} \cdot \exp\left(\frac{-x}{\beta}\right) dx,$$

здесь $\Gamma(\alpha)$ – гамма-функция

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} x^{\alpha-1} e^{-x} dx$$

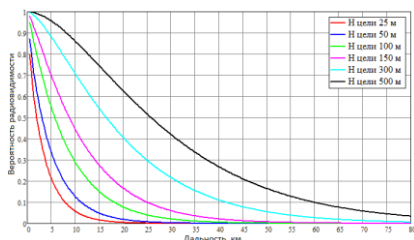


Рис. 2

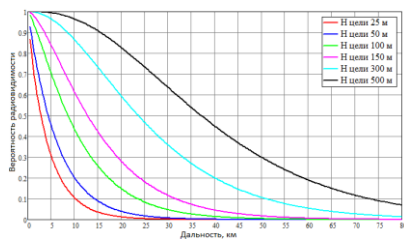


Рис. 3

На рисунках 2, 3, в качестве примера приведены зависимости вероятности радиовидимости НЛЦ от дальности для типа местности «слегка холмистая равнина» ($\sigma = 30$ м). Высота подъема фазового центра антенны 5 м (рисунок 2) и 15 м (рисунок 3), высоты полёта целей 25 м, 50 м, 100 м, 150 м, 300 м и 500 м.

Проведенные исследования показали, что подъем фазового центра антенны на высоту до 15 м позволяет увеличить дальность обнаружения воздушного объекта: летящего на предельно малых высотах 25–100 м для типа местности «гладкая равнина» и «слегка холмистая равнина» в среднем в 2...2.5 раза; летящего на малых высотах 150–500 м для типа местности «гладкая равнина» и «слегка холмистая равнина» в среднем в 1.5 раза; летящего на малых высотах 150–500 м для типа местности «холмистая равнина» — в 1,3...1,5 раза. Подъем фазового центра практически не дает прироста дальности обнаружения воздушного объекта летящего на предельно малых высотах 25–100 м для типа местности «холмистая равнина», а также для местности типа «холмы»–«горы».

- [1] Сизов, Ю.Г., Скоков, А.Л. // Вооружение, политика, конверсия. 2005. № 1.
- [2] Алексеев, Д.Ю., Гвоздев, А.Б. Состояние и перспективы развития радиолокационного вооружения ПВО СВ // Вооружение, политика, конверсия. 2012. № 4.
- [3] Фитасов Е.С, Козлов С.А. // XV Всероссийская научно-практическая конференция 2-3 октября 2014 года «Проблемы развития и применения средств противовоздушной обороны на современном этапе. Средства противовоздушной обороны России и других стран мира, сравнительный анализ», сборник докладов. – Ярославль, 2014, с.145.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Аверин И.А. // Гауссовская модель многолучевого канала связи в городских условиях, Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2004. № 1. С. 127.
- [5] Душко И.В., Ивлев Д.Н., Односецев В.А. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2011. № 5-3. С. 237.

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ В СИСТЕМЕ СТАБИЛИЗАЦИИ УРОВНЯ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ

В.И. Николаев, Е.С. Фитасов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Под порядковой статистикой понимается такая характеристика, которая зависит не только от самих значений, доставленных наблюдением, но и от их расположения в ранжированном ряду этих значений. Например, медиана представляет собой порядковую статистику, которая занимает в ранжированном ряду серединное положение.

Поскольку оценки медианы более робастны, её оценивание может быть более предпочтительным для распределений с т. н. «тяжёлыми хвостами», т.к. большие выбросы изменяют медиану незначительно. На основе этого факта в 1987 году в США был запатентован метод формирования порога, основанный на порядковых статистиках (USA №4649394, G01S7/28, 1987 [1]).

В патенте RU 2237262 [2] был предложен модифицированный метод порядковых статистик для обнаружения полезных сигналов на фоне помех. В результате использования этого метода снижается вероятность ложных тревог за счёт контроля их уровня по соизмеримым или превышающим уровень собственного шума приемника боковым лепесткам полезных сигналов, а также увеличивается разрешающая способность РЛС при обнаружении групповых целей.

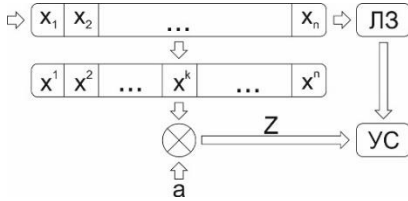


Рис. 1

Элементы выборки выстраиваются в порядке возрастания, образуя так называемый вариационный ряд, элементы которого называются порядковыми статистиками.

На рис. 1 представлена функциональная схема формирования оценки Z . Коэффициент k показывает номер порядковой статистики в вариационном ряду [3, 4]:

$$Z = a * x^k \quad (1)$$

Единственная порядковая статистика x^k недостаточно полно учитывает характер распределения процесса в окне, поэтому необходима коррекция оценки Z .

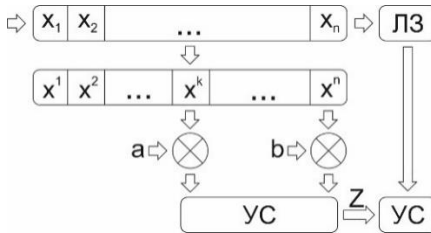


Рис. 2

На рис. 2 представлена функциональная схема формирования оценки Z для модифицированного метода порядковых статистик.

При том, чтобы не вносить потерь в обнаружение слабых сигналов, прибавление максимальной статистики x^n осуществляется только в том случае, когда она превышает заданную пороговую величину P .

$$Z = \begin{cases} a * x^k, & \text{при } x^n < P \\ a * x^k + b * x^n, & \text{при } x^n \geq P \end{cases} \quad (2)$$

При отсутствии больших значений в окне данных оценки (1) и (2) совпадают. В присутствии сильного сигнала второй слагаемый в (2) осуществляет нужную коррекцию порога в сторону увеличения. При необходимости можно провести коррекцию и в сторону уменьшения, если взять $\beta < 0$.

Далее будут приведены две реализации сигнально-помеховой обстановки и то, как поведут себя метод скользящего среднего (СС), метод отбора максимума из двух оценок (МСС), метод порядковых статистик (ПС) и модифицированная его версия (МПС) в них.

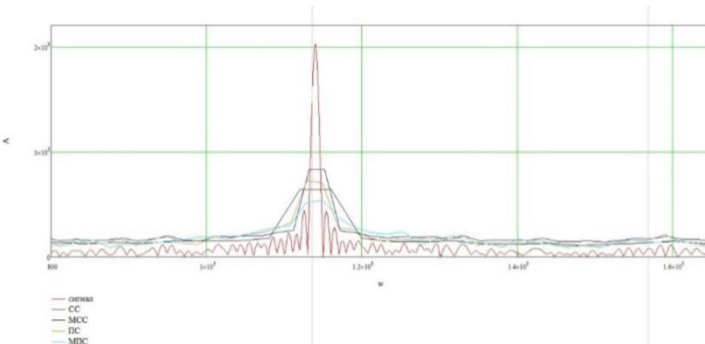


Рис. 3

На рис. 3 изображена простая реализация сигнально-помеховой обстановки на которой присутствует один полезный сигнал на фоне шума.

Как видно из рис. 3, все методы обнаружили полезный сигнал, а в области действия лишь одной помехи все методы ведут себя примерно одинаково.

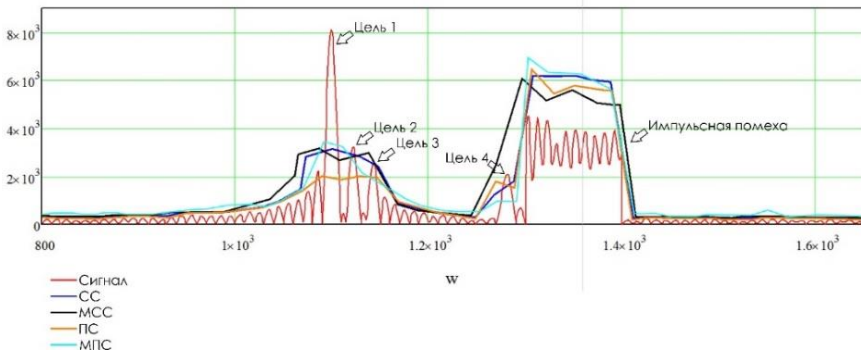


Рис. 4

На рис. 4 изображён случай сложной сигнально-помеховой обстановки (маскировка слабого сигнала импульсной помехой, групповая цель). СС не обнаружил цель 3, то есть относительно слабая цель 3 оказалась маскированной сильными целями 1 и 2.

Это связано с резким увеличением порога из-за наличия в окне данных главных пиков сигналов 1 и 2. При использовании алгоритма МСС эффекты маскировки слабых целей сильными остаются. Кроме того, этот метод вносит несколько большие потери в обнаружение слабых сигналов. ПС обнаружил все 4 цели, но дал ложную тревогу по боковому лепестку цели 1. Кроме того, уменьшились области избыточного порога около нестационарной помехи. Однако наряду с этим наблюдается и отрицательный эффект: наличие ложных тревог по боковым лепесткам сжатых сигналов. Порог на основе метода МПС надежно покрывает боковые лепестки импульсов, обеспечивая при этом обнаружение групповой цели. При наличии нестационарной помехи характеристики метода МПС также остаются достаточно высокими.

Также в рамках данной работы была проведена оценка потерь, вносимых СУЛТ, работающего на основе метода порядковых статистик, в схеме с некогерентным накоплением.

Если на входе СУЛТ действует случайный сигнал с нормальным распределением мгновенных значений и нулевым средним значением ("белый" шум), то распределение амплитуд импульсов описывается законом Релея. Если на входе действует сумма шума и неслучайного сигнала с отношением сигнал/шум q , то распределение значений амплитуд импульсов суммарного сигнала представляется законом Райса (обобщенным распределением Релея).

Согласно центральной предельной теореме теории вероятности сумма достаточно большого количества слабо зависимых случайных величин, имеющих примерно одинаковые масштабы (ни одно из слагаемых не доминирует, не вносит в сумму определяющего вклада), имеет распределение, близкое к нормальному. То есть распределение процессов на выходе накопителей асимптотически нормально.

Действуя в условиях априорной неопределённости, принять решение о наличии сигнала во входной смеси можно посредством рассмотрения случайного процесса, действующего на входе СУЛТ, а именно вычисления его мат. ожидания. (мат. ожидание равно медиане для гауссовского процесса). Далее эту оценку нужно сравнить с мат. ожиданием, высчитанным для распределения Райса при отношении сигнал/шум q , используя формулу вырожденной гипергеометрической функции [5]:

$$f(q) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} F\left(\frac{-1}{2}; 1; \frac{-q^2}{2}\right) \quad (3)$$

$$F(a, c, x) = 1 + \sum_{i=1}^{\infty} \prod_{j=0}^{i-1} \frac{(a+j)x}{(1+j)(c+j)} \quad (4)$$

Под термином потери СУЛТ подразумевается отношение:

$$K = 20 \log \frac{Q\left(\frac{T^* \text{mediana}}{N}\right)}{Q\left(\frac{\text{Pорог1}}{N}\right)} \quad (5)$$

Mediana – это медиана процесса, действующего на входе СУЛТ; N – разрядность накопителя; Порог1 – это порог при заданной вероятности ложной тревоги для распределения Райса; Q – это операция нахождения отношения сигнал/шум.

Таким образом числитель выражения (5) – это оценка входного процесса, а знаменатель – это известная величина. Величина K при различных размерностях окна и размерности накопителей показывает стремление числителя к знаменателю, то есть то, насколько достоверно принимаемое решение о наличии или отсутствии полезного сигнала во входной смеси.

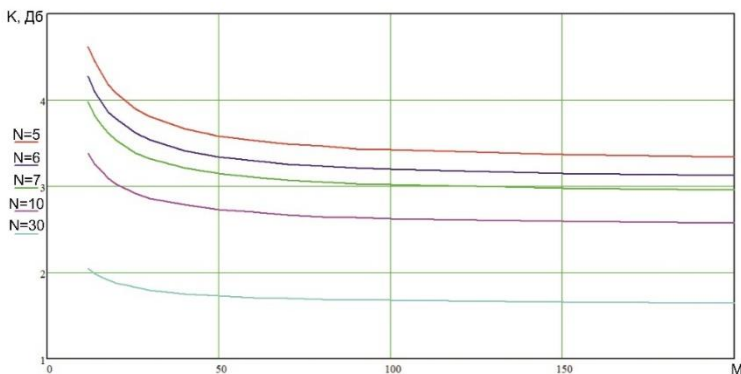


Рис. 5

Из рис. 5 видно, что с ростом N потери уменьшаются (график построен при вероятности ложной тревоги 10^{-6} и вероятности правильного обнаружения 0,5). Аналогичный эффект наблюдается при увеличении опорного окна M , т.к. при этом также уменьшается флуктуационная составляющая оценки.

- [1] Manfred Minker // Method of and a device for recognizing targets and suppressing spurious signals in radar equipment, Патент USA 4.649.394.
- [2] Михеев П.В. // Способ различения полезных и мешающих радиолокационных сигналов на выходе первичной обработки, Патент RU 2237262.
- [3] Боярский А.Ю. // Введение в теорию порядковых статистик. – Москва: Статистика, 1970. 416 с.
- [4] Тихонов В.И. // Статистическая радиотехника. – Москва: Радио и связь, 1982. 624 с.
- [5] Тихонов В.И. // Нелинейные преобразования случайных процессов. – Москва: Радио и связь, 1986. 296 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СВЕРХРЕШЕТОК В КАЧЕСТВЕ МОДУЛЯТОРА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИСПУЛЬСОВ

М.В.Голов¹⁾, В.Л.Вакс²⁾, В.А.Анфертьев²⁾

¹⁾ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ИФМ РАН

Введение

В настоящее время в беспроводных системах связи основное направление разработок связано с увеличением скорости передачи данных. Согласно теореме Шеннона скорость передачи данных увеличивается при расширении частотной полосы. Из-за сильной загруженности СВЧ диапазона привлекательным для разработки высокоскоростных систем связи является терагерцевый диапазон частот. Данный диапазон слабо загружен, в нем возможна передача широкополосных сигналов. Для этого необходимо осуществить модуляцию несущего колебания информационным сигналом. Для этого предлагается использовать устройство на основе квантовой полупроводниковой сверхрешетки. В последние годы полупроводниковые сверхрешетки широко используются в терагерцевом диапазоне частот в качестве умножителей [1] и смесителей [2]. Поэтому целью данной работы является изучение возможности использования полупроводниковых сверхрешеток в качестве модулятора последовательности импульсов.

Моделирование

Необходимо было смоделировать спектр сигнала, генерируемого сверхрешеткой, при подаче на нее гармонического колебания и постоянного смещения. В качестве модели сверхрешетки была выбрана формула Эсаки и Цу, описывающая ее вольт-амперную характеристику (1). Где $J_0 = 60$ А, $U_c = 280$ мВ.

$$J(U) = 2J_0 \frac{U/U_c}{1+(U/U_c)^2} \quad (1)$$

При подаче на сверхрешетку гармонического колебания с частотой 100 ГГц, в выходном спектре наблюдаются только нечетные гармонические составляющие (см. рис. 1), это объясняется тем, что вольт-амперная характеристика является нечетной функцией. Затем был смоделирован выходной спектр сигнала, генерируемого сверхрешеткой при подаче на нее постоянного смещения 60 мВ (см. рис. 2). Из рис. 2 видно, что при подаче на сверхрешетку постоянного смещения в выходном спектре начинают появляться четные гармонические составляющие, зависящие от величины постоянного смещения. Уровень нечетных гармоник при этом уменьшается. Далее была произведена оценка зависимости уровня третьей и четвертой гармоник от величины постоянного смещения, подаваемого на сверхрешетку, для разных амплитуд гармонического сигнала (см. рис. 3 и рис. 4). Периодически меняя смещение сверхрешетки можно менять интенсивность получаемых гармоник и таким образом вводить амплитудную модуляцию сигнала. Работать лучше на четной гармонике. Также видно, что изменение уровня четной гармоники быстро выходит на насыщение и увеличивать смещение далее нет смысла.

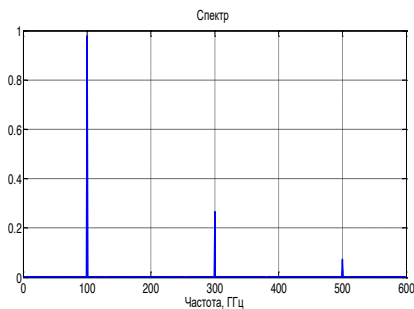


Рис. 1

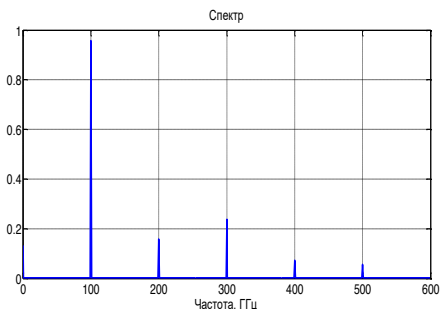


Рис. 2

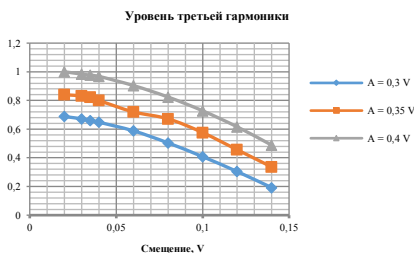


Рис. 3

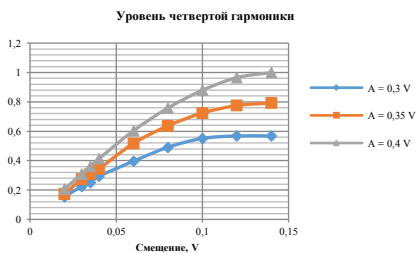


Рис. 4

Результаты

Был смоделирован выходной спектр сигнала, генерируемого сверхрешеткой, (см. рис. 5) при подаче на нее высокочастотного колебания 100 ГГц и последовательности прямоугольных импульсов с частотой следования 17 ГГц. Амплитуда высокочастотного колебания составляла 0,4 В, амплитуда импульсов 0,04В. Заполнение импульсов – 50%.

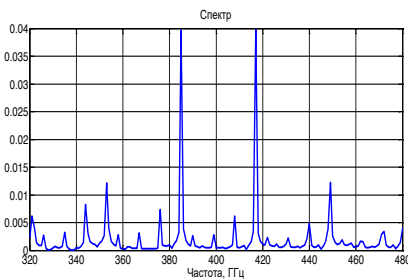


Рис. 5

- [1] Pavelyev Dmitry, Kochurinov Yuri, Ren Yuan, Gao Jian Rong, Hovenier Niels, Hayton Darren, Baryshev Andrey, Khudchenko Andrey // 37th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2012. P. 515.
- [2] Hayton D. J., Khudchenko A., Pavelyev D. G., Hovenier J. N., Baryshev A., Gao J. R., Kao T. Y., Hu Q., Reno J. L. and Vaks V. // 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2014. P. 343.

МОБИЛЬНОЕ ПЕРЕГОВОРНОЕ УСТРОЙСТВО В ОПТИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ В РЕЖИМЕ РАДИОМОЛЧАНИЯ

С.Н. Григорьев-Фридман

АО НПП «Полёт»

Все радиопередатчики и радиоприёмники ВКС России, комплексов наземного базирования, надводного, подводного флотов ВМС России в настоящий период работают в диапазоне частот 30—520 МГц, т.е. в диапазонах СДВ, ДВ, СВ и КВ–УКВ. В радиотехнических войсках, комплексах связи и командного управления войсками, системах ПРО США, России, Китая и др. используется плоская электромагнитная волна ТЕМ–типа [1], распространяющаяся в воздухе, газах, воде, уравнение которой запишется в виде (1):

$$\left\{ \begin{array}{l} E(\vec{r}, t) = E(x, y, z, t) = E_{0\max}(\vec{r}) e^{i(\omega t - \varphi_0)} = E_{0\max} e^{-i\vec{k}\vec{r}} e^{i(\omega t - \varphi_0)} = E_{0\max} e^{i(\omega t - \vec{k}\vec{r} - \varphi_0)} = \begin{cases} E_{x\max} e^{-ik_x x} e^{i(\omega t - \varphi_0)}, \\ E_{y\max} e^{-ik_y y} e^{i(\omega t - \varphi_0)}, \\ E_{z\max} e^{-ik_z z} e^{i(\omega t - \varphi_0)}. \end{cases} \\ H(\vec{r}, t) = H(x, y, z, t) = H_{0\max}(\vec{r}) e^{i(\omega t - \varphi_0)} = H_{0\max} e^{-i\vec{k}\vec{r}} e^{i(\omega t - \varphi_0)} = H_{0\max} e^{i(\omega t - \vec{k}\vec{r} - \varphi_0)} = \begin{cases} H_{x\max} e^{-ik_x x} e^{i(\omega t - \varphi_0)}, \\ H_{y\max} e^{-ik_y y} e^{i(\omega t - \varphi_0)}, \\ H_{z\max} e^{-ik_z z} e^{i(\omega t - \varphi_0)}. \end{cases} \end{array} \right. \quad (1)$$

где $E_{x\max}$, $E_{y\max}$, $E_{z\max}$, $H_{x\max}$, $H_{y\max}$, $H_{z\max}$ — максимальное значение амплитуды составляющей электрического и магнитного полей соответственно вдоль координатных осей (0x), (0y) и (0z); $e^{-ik_x x}$, $e^{-ik_y y}$, $e^{-ik_z z}$ — экспоненциальные функции гнибания ВЧ–заполнения для электрического и магнитного полей соответственно вдоль координатных осей (0x), (0y) и (0z); $e^{i(\omega t - \varphi_0)}$ — ВЧ–синусоидальное заполнение, составляющей электрического и магнитного полей.

Данная плоская электромагнитная волна в открытом воздушном пространстве разлагается на взаимно ортогональные, продольные и поперечные компоненты согласно системе уравнений (2):

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{//}(x, t) = E_{//x\max} e^{i(\omega t - k_x x - \varphi_0)}, \\ E_{\perp}(y, t) = E_{\perp y\max} e^{i(\omega t - k_y y - \varphi_0)}, \\ E_{\perp}(z, t) = E_{\perp z\max} e^{i(\omega t - k_z z - \varphi_0)}, \\ H_{//}(x, t) = H_{//x\max} e^{i(\omega t - k_x x - \varphi_0)}, \\ H_{\perp}(y, t) = H_{\perp y\max} e^{i(\omega t - k_y y - \varphi_0)}, \\ H_{\perp}(z, t) = H_{\perp z\max} e^{i(\omega t - k_z z - \varphi_0)}. \end{array} \right. \quad (2)$$

Где $E_{//}(x, t)$, $H_{//}(x, t)$ — продольная компонента составляющей соответственно электрического и магнитного полей вдоль координатной оси (0x); $E_{\perp}(y, t)$, $H_{\perp}(y, t)$, $E_{\perp}(z, t)$, $H_{\perp}(z, t)$, — поперечные компоненты составляющей соответственно электрического и магнитного полей вдоль координатных осей (0y) и (0z).

Отсюда получаем два тензора взаимно ортогональных векторов напряжённостей электрического $E(\vec{r}, t)$ и магнитного $H(\vec{r}, t)$ полей плоской электромагнитной волны (1), согласно выражению (3):

$$\begin{pmatrix} E_{xx//} \gg 0 & E_{xy\perp} \rightarrow 0 & E_{xz\perp} \rightarrow 0 \\ E_{yx\perp} \rightarrow 0 & E_{yy//} \rightarrow 0 & E_{yz\perp} \rightarrow 0 \\ E_{zx\perp} \rightarrow 0 & E_{zy\perp} \rightarrow 0 & E_{zz//} \rightarrow 0 \end{pmatrix} u \begin{pmatrix} H_{xx//} \gg 0 & H_{xy\perp} \rightarrow 0 & H_{xz\perp} \rightarrow 0 \\ H_{yx\perp} \rightarrow 0 & H_{yy//} \rightarrow 0 & H_{yz\perp} \rightarrow 0 \\ H_{zx\perp} \rightarrow 0 & H_{zy\perp} \rightarrow 0 & H_{zz//} \rightarrow 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

Раньше, до периода разработки конструкции переговорного устройства, для этих целей использовалось в качестве “несущей” частоты высокочастотное (ВЧ) колебание с выхода генератора несущей частоты. Последующее детектирование, для разделения цепей с ВЧ–несущей промежуточной частотой, необходимо для выявления полезного сигнала на низкой частоте (НЧ), которое через усилитель мощности (УМ) и аудиовидеоадаптер предоставляет всю зашифрованную (закодированную) информацию от производителя — радиопередатчика до потребителя — радиоприёмника.

Отличительной особенностью конструкции мобильного переговорного устройства [1] от аналогов как в России [2, 3], так и зарубежом [4] является возможность использовать монохроматическое когерентное излучение лазерного луча, узконаправленного действия, вместо плоской электромагнитной волны ТЕМ–типа в воздушном пространстве.

Для существенного улучшения генерации пучка когерентного излучения, в конструкции твёрдотельного лазера предлагается использование (в качестве инверсной, активной среды) рубиновый кристалл $Al_2O_3-Cr_2O_3$ с необходимой примесью ионов неодима Nd^{+3} и кобальта Co^{+3} . Это даёт устойчивое и надёжное излучение с $\lambda_b = 955$ нм. (Стандартный рубиновый кристалл даёт $\lambda_b = 694$ нм, в видимом диапазоне электромагнитных волн.).

Такое технологически надёжное, устойчивое во времени и узконаправленное в пространстве излучение нейтральных частиц — фотонов имеет ряд свойств:

- 1) Очень малая расходимость лазерного излучения в пространстве [1]. Если, например, диаметр пятна лазерного пучка равен 5 мм, а $\lambda_b = 955$ нм, то конический угол расходимости лазерного пучка составит $\hat{\Theta} \approx 0,48 \cdot 10^{-6} \text{ рад} \approx 2,75 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ$.
- 2) Лазерное, когерентное, узконаправленное излучение имеет очень высокую степень монохроматичности проходящего луча [1], т.к. занимает очень узкую полосу рабочих частот $\Delta f \approx 10^{-3}$ Гц.
- 3) В процессе эксплуатации лазерного диода можно в широких пределах управлять длительностью излучения [1]: от (1—3) с до $(10—100) \times 10^{-15}$ с.
- 4) Рекомендуются выполнить технологию создания твёрдотельного лазера или лазерного диода, когда когерентное лазерное излучение имело бы длину волны в пределах попадания в т.н. “окна прозрачности” для различных газов в атмосфере Земли

в ближнем оптическом ИК–диапазоне длин (частот) поперечных электромагнитных волн.

- 5) Диаграмма направленности (ДН) лазерного излучения имеет только одну область переднего фронта распространения когерентного луча, в отличие, например, от обычной, направленной антенны штыревого типа. Штыревая антенна часто применяется в современной авиации и на кораблях, где используется плоская волна ТЕМ–типа, у которой помимо вышеназванного основного фронта ДН имеется значительная область с противоположной ДН, развёрнутой на угол $\theta = \pm \pi$ (180°). Экспериментально обнаружены многочисленные паразитные, вредные, боковые лепестки ДН, практически излучающие в открытое пространство радиосигнал с закодированной информацией на любые углы, которые и засекаются РЛС и спутниками круглосуточного слежения и постоянного радиозондирования, для которых важно не только расшифровать полученную из космоса секретную информацию, но и найти точное местонахождение для передачи точных координат, скорости и траектории полёта военных лётчиков ВКС России, для наведения на них своих автоматических комплексов зенитно–ракетных систем.

Экспериментально установлено, что с уменьшением длины волны (увеличением частоты) резко возрастает интенсивность и мощность лазерного луча. При дальнейшем увеличении частоты излучения лазера или с уменьшением длины волны, начинают резко сказываться дисперсионные явления, при которых длина волны излучения лазера начинает быть соизмеримой с геометрическими размерами атомно–молекулярной структуры препятствий или внешней среды, сквозь толщу которой происходит проникновение и распространение электромагнитной волны лазерного луча. В итоге наблюдается резкое снижение эффективной мощности лазерного излучения в виду ярко выраженного рассеяния узкого когерентного лазерного пучка фотонов в форме расходящегося сферического конуса Тиндалля, светящегося в окружающем пространстве. При этом замечено, что при длине волны $\lambda = 380—780$ нм и ниже, можно наблюдать природную картину свечения траектории лазерного луча. Следовательно, со станций наземного базирования, надводного, подводного, и особенно, со спутников–шпионов постоянного мониторинга и всепогодного круглосуточного слежения, вражеские РЛС, системы ПРО и патрулирующие самолёты электронной разведки и прослушивания потенциального противника в состоянии “засечь” постоянные или временные координаты дислокации и нахождения продольной координаты лазерного луча, характер, тип, интенсивность, продолжительность и даже декодировать зашифрованную информацию при её передаче лазерным лучом в момент сеанса оптической связи. Тем самым рассекречивается источник информации — лазерный передатчик, приёмник информации и сама, “засвеченная” подцветкой луча, траектория скольжения монохроматического когерентного лазерного излучения.

Экспериментально подтверждено, что с увеличением частоты (уменьшением длины волны) резко возрастают потери эффективной мощности лазерного излучения, а также существенно ухудшается юстировка, т.е. точность наведения лазерного луча, по которому осуществляются сеансы приёма и передачи закодированной или засекреченной информации от источника — передатчика до приёмника. Поэтому, чем ниже частота, и соответственно больше длина поперечной электромагнитной волны, тем

выше точность соосности и качество юстировки наведения лазерного луча от источника до потребителя.

В итоге, с резким увеличением частоты и соответствующим уменьшением длины волны лазерного излучения, объёмная картина луча начинает “рассыпаться”. Луч начинает резко расходиться радиально, рассеивая в окружающее пространство полезную мощность. Тем самым резко снижается КПД лазера. Весь физический процесс сопровождается характерным свечением траектории прохождения лазерного луча сквозь толщу газов и атмосферы среды. Причиной явления Тиндаля является резкое увеличение числа столкновений и соударений фотонов с атомно-молекулярной структурой газов, осадков, аэрозолей и пыли в окружающей среде и атмосфере Земли.

Оптическая атмосферная система лазерной связи (АЛС) между двумя пунктами состоит из двух спаренных приёмопередающих устройств, расположенных в пределах прямой видимости на обоих концах линии и направленных друг на друга [1—4]. В передатчике находится генератор-лазер и модулятор его оптического излучения передаваемым сигналом. Модулированный лазерный луч коллимируется оптической системой и направляется в сторону приёмника. В приёмнике излучение фокусируется на фотоприёмник, где производится его детектирование и выделение передаваемой информации. Так как лазерный луч передаётся между пунктами связи в атмосфере, то его распространение сильно зависит от метеоусловий, от наличия дыма, пыли и других загрязнений воздуха. Кроме того, в атмосфере наблюдаются турбулентные явления, которые приводят к флуктуации показателя преломления среды, колебаниям луча и оптическим искажениям принимаемого сигнала. Распространение лазерного излучения в атмосфере сопровождается целым рядом явлений линейного и нелинейного взаимодействия света со средой.

Из-за поглощения и рассеивания мощности лазерного луча молекулами газов воздуха и плотности земной атмосферы, а также по причине влияния погонного ослабления на аэрозолях и флуктуации излучения на турбулентностях атмосферы, траектория движения фотонов представляет не прямую линию, а испытывает существенную нелинейность и характеризуется оптической кривизной, зависящей от длины волны (частоты) излучения лазерной установки, расстояния между приёмником и передатчиком, плотности и состава газов в атмосфере земли, высоты атмосферных слоёв и облачности над уровнем Земли (моря) и др.

Главными ограничителями дальности АЛС являются густой снег и густой туман, для которых аэрозольное ослабление максимально. На распространение лазерного луча сильное влияние оказывает также турбулентность атмосферы, то есть случайные пространственно-временные изменения показателя преломления, вызванные перемещением воздуха, флуктуациями его температуры и плотности. Поэтому световые волны, распространяющиеся в атмосфере, испытывают не только поглощение, но и флуктуации передаваемой мощности.

Турбулентность атмосферы приводит к искажениям волнового фронта и, следовательно, к колебаниям и уширению лазерного пучка и перераспределению энергии в его поперечном сечении. В плоскости приёмной антенны это проявляется в хаотическом чередовании тёмных и ярких пятен с частотой от долей Гц до нескольких кГц.

Функциональная схема системы АЛС очень проста:

- 1) блок обработки принимает сигналы от различных стандартных устройств (телефона, факса, цифровой АТС, локальной компьютерной сети) и преобразует их в приемлемую для передачи лазерным модемом форму;
- 2) преобразованный сигнал передаётся электронно-оптическим блоком в виде ИК-излучения;
- 3) на приёмной стороне собранный оптической системой свет падает на фотоприёмник, где преобразуется обратно в электрические сигналы;
- 4) усиленный и обработанный электрический сигнал поступает на блок обработки сигналов, где восстанавливается в первоначальном виде.

Передача и приём осуществляются каждым из парных модемов одновременно и независимо друг от друга. Лазерные модемы устанавливаются таким образом, чтобы оптические оси приёмопередатчиков совпадали. Основную сложность представляет собой юстировка направления оптических осей приёмопередатчиков. Угол расходимости луча передатчика составляет у разных моделей от нескольких угловых минут до $0,5^\circ$, и точность юстировки должна соответствовать этим значениям.

Некоторые беспроводные удаленные мосты применяют для передачи данных ИК-излучение лазера. Обычно такое устройство содержит традиционный проводной Ethernet-мост и лазерный модем, обеспечивающий физическую связь. Другими словами, лазерное устройство только посылает биты данных, а всю остальную работу выполняет обычный мост. Лазерные модемы генерируют излучение с длиной волны 820—955 нм, которое не может быть обнаружено без специальных приборов. Очевидно, что для лазерных мостов излучатель и приёмник должны располагаться на линии прямой видимости. Типичное расстояние между мостами составляет порядка 1—10 км и ограничивается в основном мощностью лазера и уровнем состояния атмосферной среды.

Одним из основных преимуществ таких систем является их большая пропускная способность. Второе преимущество — достаточная помехозащищённость, поскольку ИК-излучение не взаимодействует с радиоволнами.

Численное моделирование электродинамических процессов и распространение поперечных электромагнитных волн в ближней и средней (тепловой) зонах ИК-диапазона показало, что когерентный лазерный луч имеет практически прямолинейную траекторию движения фотонов в зоне прямой видимости, при условии, что в окружающем пространстве на расстоянии уверенного приёма и передачи информации нет каких-либо серьёзных препятствий. При наличии лобового сопротивления в виде плотной среды, газов, дыма, загрязнений, аэрозолей, пыли, песчаных бурь, густого тумана и широкого, глубокого фронта осадков в виде крупных хлопьев снега, прямолинейная траектория лазерного луча трансформируется в параболическую линию. Указанный эффект параболической формы траектории движения излучаемых фотонов следует из наличия таких факторов в атмосфере Земли, как поглощение и рассеяние мощности лазерного луча молекулами газов, ослабление на аэрозолях и флуктуации излучения на турбулентности тёплого и холодного воздушных потоков. В немалой степени образованию оптической кривизны лазерного луча способствуют многократные преломления в плотных слоях земной атмосферы и неоднородных препятствий.

На самолётах, вертолётах, кораблях и подводных судах мобильное переговорное устройство дополнительно снабжается оптическим **стабилизатором** точного наведения и горизонтально-вертикального положения в пространстве, выполненного на основе гироскопной технологии (рис.).

При таких условиях оптическая связь наиболее эффективна, качественна и надёжна, без существенных искажений и затуханий, т.е. монохроматический когерентный луч твёрдотельного лазера или лазерного диода 2 точно попадает на светопоглощающую поверхность и зачёрнённые, специальные стёкла фотоприёмника 3 с достаточно высокими показателями степени черноты и крайне низкой возможностью отражения лазерного луча обратно в окружающее пространство. При этом свечение и подсветка траектории движения лазерного луча от источника (лазера) до фотоприёмной матрицы (приёмника) на базе высокочувствительного, составного фототранзистора не подсвечиваются в воздушном и водном пространствах.

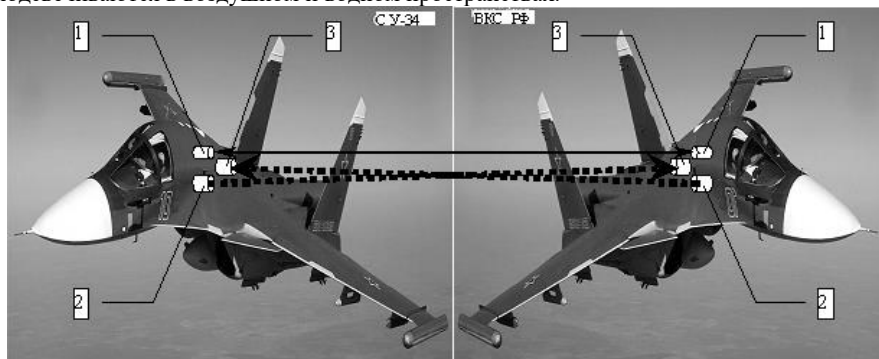


Рис. Схема работы мобильного переговорного устройства в оптическом диапазоне, в режиме “радиомолчания”, например, между двумя экипажами многофункционального истребителя-бомбардировщика “Су-34” ВКС России, где 1 — оптический стабилизатор точного наведения и горизонтально-вертикального положения в пространстве, 2 — твёрдотельный лазер или лазерный диод (источник), 3 — светочувствительный фотодатчик (фотоприёмник).

- [1] Григорьев-Фридман С.Н. // Автоматизация. Современные технологии. 2016. Т 12. С. 6.
- [2] Чуковский Н.Н., Крюкова И.В. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. 1998. С. 67.
- [3] Мальцев Г.Н., Буриков С.В. Патент России № RU 2365007 С1 на изобретение “Бортовое передающее устройство лазерной системы передачи информации”, заявка № 2008121317/28, приоритет с 27.05.2008, М.: ФИПС, Бюллетень ФИПС России № 23 от 20.08.2009.
- [4] Звелто О. Принципы лазеров. Перев. с английского. — М.: “Мир”, 1990. 558 с.

СХЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ВЗАИМНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА С ДВУМЯ РАЗНЕСЕННЫМИ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИМИ БЛОКАМИ

В.Н. Иконников

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Для измерения кинематических параметров объектов широко применяется микроволновая радиоинтерферометрия – метод, основанный на сравнении фаз переданного и одновременно принятого сигналов в виде электромагнитных волн микроволнового диапазона [1]. Основные достоинства этого метода – бесконтактность взаимодействия с исследуемыми объектами и возможность непрерывной диагностики в реальном времени. По мере развития СВЧ техники конструктивные и схемотехнические решения, использованные в радиоинтерферометрах, совершенствовались: уменьшалась длина волны зондирующего излучения и повышалась точность измерения. Однако принцип их действия остаётся одинаковым и состоит в сравнении фаз излучаемых и принимаемых самим устройством электромагнитных колебаний, отражающихся от поверхности перемещаемого объекта. Изменение расстояния от устройства до объекта приводит к пропорциональному изменению фазы отражённого сигнала.

Поэтому актуален резерв развития инструментальных средств, основанных на сравнении фаз электромагнитных колебаний, излучаемых навстречу друг другу. Это позволяет увеличить дальность действия микроволнового интерферометра.

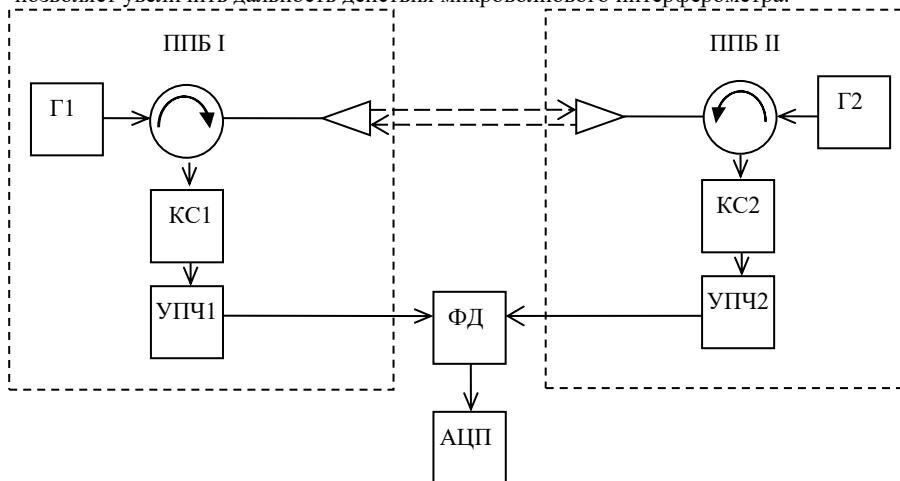


Рис. 1

Предложена схема (рис. 1) дистанционного измерения взаимных смещений объектов. Она представляет собой микроволновый радиоинтерферометр и содержит два приёмо-передающих блока (ППБ I и II), работающих на различных частотах зондирующего излучения ω_1 и ω_2 .

Каждый ППБ состоит из генератора непрерывных гармонических колебаний (Г1 и Г2), подключённого к входу Y-циркулятора. Y-циркуляторы своими выходами с малыми потерями соединены с приёмно-передающими антеннами, а выходами с большими потерями – с входами квадратичных смесителей (КС1 и 2). Квадратичные смесители подсоединены своими выходами к входам усилителя промежуточной частоты (УПЧ 1 и 2), равной $|\omega_1 - \omega_2|$. Фазовый детектор (ФД) соединён своим входом с выходами усилителей промежуточной частоты, а своим выходом – с аналого-цифровым преобразователем (АЦП).

При этом ППБ жёстко закреплены на двух взаимно смещаемых объектах, а приёмно-передающие антенны указанных блоков направлены друг на друга. Генераторы непрерывных гармонических колебаний в составе приёмно-передающих блоков могут работать в СВЧ или КВЧ диапазоне излучения с разницей частот в пределах ВЧ или ОВЧ диапазона.

Предлагаемая схема работает следующим образом.

Генераторы вырабатывают непрерывные гармонические колебания с частотой ω_1 и ω_2 и передают их через циркулятор с малыми потерями на приемно-передающую антенну, а также с большими потерями на вход квадратичного смесителя. Так как антенны направлены друг на друга, на вход смесителя КС1 поступает сигнал на частоте ω_2 , излученный антенной с временной задержкой (x/c), где x – расстояние между объектами, а c – скорость света, и фазовым сдвигом ($2\pi x/\lambda_2$), где λ_2 – длина волны второго генератора.

Точно также, на вход смесителя КС2 поступает сигнал на частоте ω_1 , излученный антенной, с такой же временной задержкой и фазовым сдвигом ($2\pi x/\lambda_1$), где λ_1 – длина волны первого генератора.

На выходе смесителя КС1 формируется сигнал промежуточной частоты, текущая фаза которого описывается соотношением:

$$\Phi_1(t) = [\omega_1 t + \varphi_1(t) - \omega_2 t + 2\pi x / \lambda_2 - \varphi_2(t - x / c)]$$

На выходе смесителя КС2 формируется сигнал промежуточной частоты, текущая фаза которого описывается соотношением:

$$\Phi_2(t) = [\omega_1 t - 2\pi x / \lambda_1 + \varphi_1(t - x / c) - \omega_2 t - \varphi_2(t)]$$

Здесь t – текущее время, $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ – медленно меняющиеся случайные начальные фазы (низкочастотные фазовые шумы) колебаний, вырабатываемых генераторами Г1 и Г2 соответственно.

Сигналы с выходов смесителей усиливаются усилителями промежуточной частоты и передаются по выделенным линиям связи на входы фазового детектора.

На выходе фазового детектора формируется сигнал, пропорциональный разности фаз входных сигналов $\{\Phi_1(t) - \Phi_2(t)\}$. С учетом того, что $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ – это медленные функции времени и их изменением за малое, порядка одной микросекунды, время задержки (x/c), можно пренебречь, выходной сигнал фазового детектора пропорционален $4\pi x/\lambda$, где λ – среднее значение двух длин волн λ_1 и λ_2 . Этот сигнал преобразуется в цифровую форму аналого-цифровым преобразователем, и для получения зависимости $\Delta x(t)$ должен быть умножен на коэффициент $(\lambda/4\pi)$.

Применение фазового метода измерения перемещения позволяет добиваться погрешности измерения в сотые доли длины волны зондирующего излучения. При работе устройства в КВЧ диапазоне погрешность может не превышать десятки микрометров. При вычислении разности фаз двух сигналов промежуточной частоты происходит практически полная компенсация взаимных фазовых шумов двух генераторов.

Это позволяет обеспечить сочетание широкополосности и долговременной стабильности измерительного устройства и максимально широкий диапазон частот измеряемых взаимных смещений объектов. Верхняя граница частотного диапазона измеряемой зависимости $\Delta x(t)$ может составлять до 10% от выбранного значения промежуточной частоты, например, при промежуточной частоте более 10 МГц она будет составлять единицы мегагерц. Нижняя граница частотного диапазона будет ограничиваться только процессами старения активных элементов электрической схемы с характерным масштабом времени в несколько сотен часов, что соответствует частоте, измеряемой в микрогерцах.

Благодаря использованному в данной схеме принципу работы «с активным ответом», с ее помощью может быть измерено взаимное смещение объектов, удаленных друг от друга на значительное расстояние, которое определяется только энергетическим потенциалом используемых приемопередатчиков.

Работа поддержана Министерством образования и науки РФ в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (соглашение 14.578.21.0110 от 27.10.2015, уникальный идентификатор RFMEFI57815X0110).

- [1] Канаков В.А., Катин С.В., Корнев Н.С., Михайлов А.Л., Назаров А.В., Орехов Ю.И., Родионов А.В., Хворостин В.Н. // Состояние и перспективы развития микроволновой радиоинтерферометрии для диагностики газодинамических процессов, Антенны. 2016. № 1 (221). С. 49.

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В ОТСУТСТВИИ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ О ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

В.А. Канаков, Н.А. Миронов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Актуальным направлением современной акустической локации является обработка сигналов микрофонными решетками с большим числом элементов, с помощью которых решаются важнейшие задачи, связанные с локализацией источников и выделении широкополосных сигналов из помех.

В данной работе описан результат компьютерного моделирования по поиску весового вектора антенной решетки, обеспечивающего автоматическое формирование глубоких провалов в диаграмме направленности в направлении на источники помехи для выделения полезного широкополосного сигнала с максимальным отношением сигнал-шум из помех в отсутствие априорной информации о помеховой обстановке.

В качестве полезного широкополосного сигнала в работе используется речь определенного человека в толпе одновременно говорящих людей. Задачей исследования является поиск оптимальных весовых коэффициентов весового вектора решетки, с помощью которых будет осуществляться выделение речевого сообщения с максимальным уровнем разборчивости.

По периметру акустической сцены расположена криволинейная антенная решетка из $N=4$ ненаправленных микрофонов. На сцене находятся $K=4$ человек, которые одновременно разговаривают. Для упрощения эксперимента мы пренебрегаем реверберацией звука в помещении, считаем источники звука – точечными.

Предварительная обработка выходных сигналов микрофонов, а именно – введение в регистрирующие каналы точных временных задержек – позволяет существенно повысить отношение сигнал-шум выделяемого речевого сообщения за счет синхронного приема сигналов микрофонами.

После введения задержек выходной сигнал акустической системы из четырех элементов представляет собой суперпозицию сигналов всех приемников и выражается как:

$$S_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^4 Q_i(t) = J(t - \tau_{\text{опт}}) \sum_{i=1}^4 \frac{A}{r_i} + \frac{A_f}{r_{fi}} \sum_{i=1}^4 \sum_{f=1}^3 G_f \left(t - \frac{r_{fi}}{c} + \frac{r_{ji}}{c} \right) \quad (1)$$

где $J(t)$ – полезный сигнал, который необходимо выделить из помех, $G_f(t)$ – сигналы источников помех, A и A_f – масштабные множители, r_i – расстояние от источника полезного сигнала до i -ого приемника, r_{fi} – расстояние от f -ого источника помехи до i -ого приемника, r_{ji} – расстояние от точки фокусировки системы до i -ого приемника.

Поскольку ни форма, ни координаты источников речевых сигналов не известны, то на первом этапе исследования выходной сигнал системы необходимо рассчитать для каждой точки акустической сцены. Дальнейший расчет автокорреляционной функции (АКФ) [1] для каждой точки фокусировки многопозиционной системы позволяет определить наличие или отсутствие источника сигнала в конкретной точке пространства наблюдения.

Введение временных задержек дает хорошие результаты по выделению сигнала из помех, но при большом количестве мешающих голосов качество выделяемого сигнала

ухудшается. Повышение разборчивости речевого сообщения становится возможным, если регистрировать речевые сигналы с определенными весовыми коэффициентами. Совокупность таких коэффициентов будем называть весовым вектором системы. Для его поиска будем использовать метод прямого обращения оценки корреляционной матрицы помехи [2]. Для $G=3$ сторонних некоррелированных источников оценку корреляционной матрицы помехи можно записать так:

$$\hat{M} = \sigma_0^2 \cdot I + \sum_{f=1}^3 v_f \Phi_f \Phi_f^H, \quad (2)$$

где v_f – мощность сигнала f -ой помехи, Φ_f – вектор помехи, $\sigma_0^2 \cdot I$ – корреляционная матрица собственного шума (I – единичная матрица).

Весовой вектор найдем из условия:

$$W = \hat{M}^{-1} J, \quad (3)$$

где \hat{M}^{-1} – оценка обратной корреляционной матрицы помехи, J – вектор-столбец полезного сигнала – суммарного выходного сигнала системы в определенной точке сцены, W – вектор-столбец весовых коэффициентов.

Суммарный выходной сигнал многопозиционной системы с весовыми коэффициентами запишется следующим образом:

$$S_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^4 w_i Q_i(t) = J(t - \tau_{\text{опт}}) \sum_{i=1}^4 \frac{A}{r_i} w_i + A_f \sum_{i=1}^4 \sum_{f=1}^3 \frac{w_i}{r_{fi}} G_f(t - \frac{r_{fi}}{c} + \frac{r_{ji}}{c}), \quad (4)$$

где w_i – весовые коэффициенты приемных каналов, для которых выполняется условие нормировки:

$$\sum_{i=1}^4 |w_i|^2 = 1 \quad (5)$$

Для проведения компьютерного эксперимента были использованы следующие параметры: в качестве тестовых сигналов в данной работе использовались аудиозаписи четырех голосов разных людей; предварительно было осуществлено выравнивание всех голосов по мощности; 100-8000 Гц - диапазон частот речевых сообщений; площадь акустической сцены – 24 м²; расстояние между источниками речевых сообщений не менее чем 50 см [3].

На первом этапе был произведен расчет АКФ для локализации источников речевых сообщений. Рисунок демонстрирует расчет АКФ для каждой точки пространства наблюдения. Четыре пика АКФ свидетельствуют о наличии четырех источников речевых сигналов. В данной работе условно была поставлена задача о выделении речевого сообщения из точки сцены №15.

На втором этапе была рассчитана оценка корреляционной матрицы для трех сторонних источников помехи и произведен расчет весовых коэффициентов для точки пространства наблюдения с координатами источника смешанного полезного сигнала (таблица 1). Под смешанным полезным сигналом понимается суммарный сигнал системы, выделенный из точки сцены №15 (рис.).

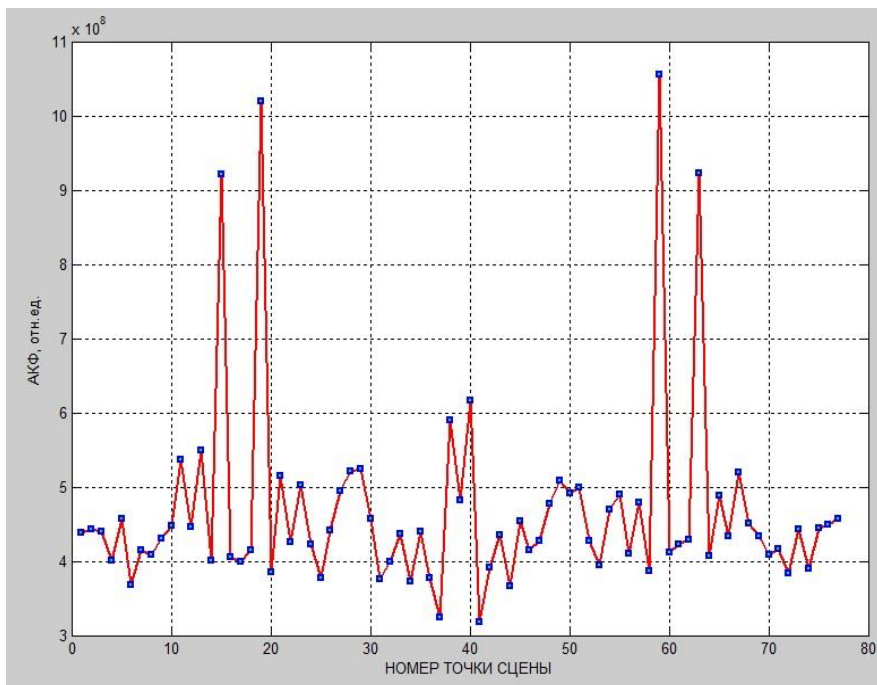


Рис.

Табл. 1

Весовой коэффициент i -го микрофона	Значение весового коэффициента i -го микрофона
w_1	0,5950
w_2	0,4565
w_3	0,5037
w_4	0,4287

На третьем этапе исследовано влияние весовых коэффициентов на отношение сигнал-шум выделяемого речевого сообщения и проанализированы все три способа регистрации сигналов микрофонами (таблица 2).

Табл. 2

Способ приема сигналов	Отношение сигнал-шум
Прием сигналов без введения временных задержек	0,197
Прием сигналов после введения временных задержек	0,698
Прием сигналов после введения временных задержек с весовыми коэффициентами	0,710

Прием сигналов после введения временных задержек с весовыми коэффициентами дает наибольшее отношение сигнал-шум, что свидетельствует о наиболее эффективном способе выделения речевого сообщения. Повышение отношения сигнал-шум становится возможным путем увеличения количества микрофонов: при увеличении количества микрофонов до восьми [4] – отношение сигнал-шум значительно увеличивается (таблица 3).

Табл. 3

Способ приема сигналов	Отношение сигнал-шум
Прием сигналов без введения временных задержек	0,324
Прием сигналов после введения временных задержек	0,908
Прием сигналов после введения временных задержек с весовыми коэффициентами	1,450

В заключении хотелось бы отметить, что адаптивная пространственная обработка широкополосных сигналов позволяет существенно повысить отношение сигнал-шум выделяемого речевого сообщения, а, следовательно, и его разборчивость.

- [1] Канаков В.А., Горда В.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 2. С. 124.
- [2] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. // Методы обработки сигналов в адаптивных антенных решетках и компенсаторах помехи: учебное пособие. – Нижний Новгород, 2015. 194 с.
- [3] Канаков В. А., Миронов Н.А. // Известия вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60, № 3. С. 281.
- [4] Миронов Н.А. // В кн.: Перспективы развития науки и образования. / Ред. И.П. Туголуков. – Москва, 2017. С.146.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОГО ПРИЕМНИКА BFSK-СИГНАЛА К РАДИОИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХЕ

Д.И. Макаров, И.П. Ястребов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Было показано, что нейросетевой приемник частотно-манипулируемого сигнала способен показать помехоустойчивость при гауссовой помехе почти не уступающую корреляционному приемнику [1]. При этом известно, что корреляционный приемник обеспечивает оптимальный прием в гауссовом шуме [2]. В данной работе будет смоделирована ситуация, когда на вход приемника поступает с полезным сигналом только импульсная радиопомеха. И проведено сравнение помехоустойчивости этих же двух приемников.

В виду того, что детектируемый сигнал узкополосный, в реальных системах всегда будет стоять полосовой фильтр, отсекающий помеху вне полосы сигнала. Поэтому для определенности цифровая частота помехи была установлена равной полусумме частот бинарного частотно-манипулируемого сигнала, в нашем случае 0,105 и 0,11. Нейронная сеть выбрана в виде трехслойного персептрона [3] (800, 200, 1 нейрон послойно). Функции активации во всех слоях, кроме последнего, гиперболический тангенс, в последнем – линейная. Объем обучающей выборки – 10000 сигналов. Каждый из обучающих сигналов – сумма гармонического сигнала одной из перечисленных частот и помехи некоторой амплитуды и скважности. Сложение помехи и сигнала происходило со случайной фазой с равномерным распределением по отношению друг к другу.

Выбор диапазона амплитуд помех для обучения обусловлен эмпирически найденным диапазоном ОСШ с минимальной вероятностью ошибки детектирования сигнала с помехой для используемой нейронной сети. Максимальная амплитуда помехи превышала амплитуду сигнала в 12 раз.

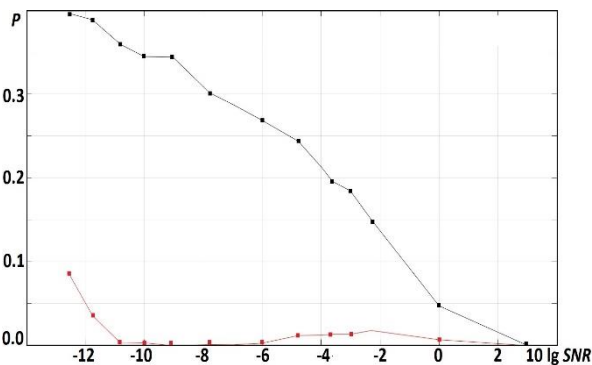


Рис. 1

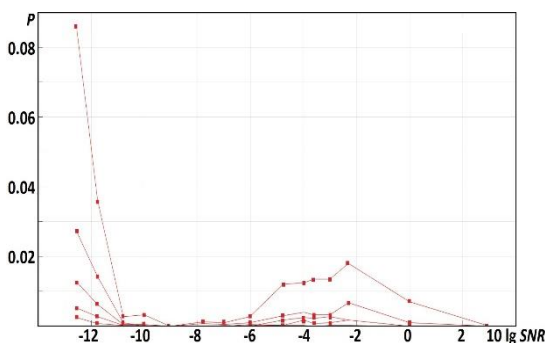


Рис. 2

На рис. 1 и рис. 2 изображены зависимости вероятности ошибки приема $P_{от}$ отношения сигнал/шум SNR . На рис. 1 результаты сравнения корреляционного приемника (верхняя кривая) и персептрона (нижняя кривая) при скважности импульсной радиопомехи равной двум. При тестировании для каждой амплитуды помехи использовалось 2000 реализаций и в случае персептрона есть точки, для которых персептрон ни разу из этого числа тестов не ошибся. За исключением точки с самым большим SNR , которая совпадает для обоих случаев. На рис. 2 кривые только для нейронной сети с разной скважностью помехи. На сеть подается сигнал, скважность помехи которого такая же, как и у обучающего сигнала. В этом случае наблюдаются результаты с меньшей вероятностью ошибки. Чем выше скважность помехи, тем ниже расположена кривая на рис. 2 как для персептрона, так и для корреляционного приемника. При значениях координаты по оси абсцисс равной -10.8 замечен резкий изгиб характеристик. Этой точке отвечает максимальная амплитуда помехи обучающей выборки, равная 12 амплитудам сигнала. При подаче на персептрон сигнала с помехой, меньшей, чем в обучающей выборке, сеть детектирует сигнал с малой вероятностью ошибки (по сравнению с корреляционным приемником).

Подытожим основные результаты:

- Нейронная сеть способна детектировать частотно-манипулированный сигнал при импульсных помехах с меньшей вероятностью ошибки, чем корреляционный приемник.
- Чем больше скважность импульсной помехи, тем меньше вероятность ошибки верного детектирования сигнала и корреляционного приёмника, и нейросетевого.
- Ключевой ролью для работы нейронной сети является должный выбор параметров для обучения.

- [1] Макаров Д.И., Ястребов И.П. // В кн.: Тр. XX науч. конф. по радиофизике, посвященной 110-летию со дня рождения Г. С. Горелика / Под ред. С.В. Оболенского, В.В. Матросова: – Н. Новгород: ННГУ, 2016. С. 128.
- [2] Б. Склиар. // Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”. 2003. 1104 с.
- [3] Хайкин С. // Нейронные сети: полный курс, 2-е изд., испр.: Пер. с англ.– М.: ООО “И. Д. Вильямс”. 2006. 1104 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ КЛАССИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ЦИФРОВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

С.В. Марьевский

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Классические методы ЦСА основаны на БПФ, при этом проявляется эффект утечки энергии из главного лепестка спектра в боковые лепестки, из-за разрывов на границе периодического продолжения сигнала. Для ослабления этого эффекта сигнал перед выполнением ДПФ умножают на спадающую от центра к краям весовую функцию (окно) [1]. В результате величина скачков на стыках сегментов уменьшается, меньше становится и уровень нежелательных боковых лепестков спектра — платой за это является некоторое расширение спектральных пиков.

При использовании любого метода оценивания спектральной плотности мощности необходимо принимать множество компромиссных решений, чтобы по конечному количеству отсчетов данных получать статистически устойчивые спектральные оценки с максимально возможным разрешением [2]. К подобным решениям относятся, например, выбор окна для взвешивания данных, параметров усреднения во временной и в частотной области. Грамотный выбор окна позволяет уменьшить эффект просачивания спектральных составляющих, но в таком случае приходится жертвовать избирательной способностью, а именно разрешением спектральных компонент.

Весовая обработка

Основной задачей обработки сигналов с использованием оконных функций является анализ их параметров на ограниченном интервале времени при наличии различного рода помех [3].

Рассмотрим две весовые функции: прямоугольное окно, как пример неявной весовой обработки, которая возникает при обработке конечного числа отсчетов процесса (рис. 1.), существенным недостатком такой весовой функции является наличие точек разрыва на её границах, что может проявляться как «звон», также называемый явлением Гиббса, и окно Хэмминга (рис. 2).

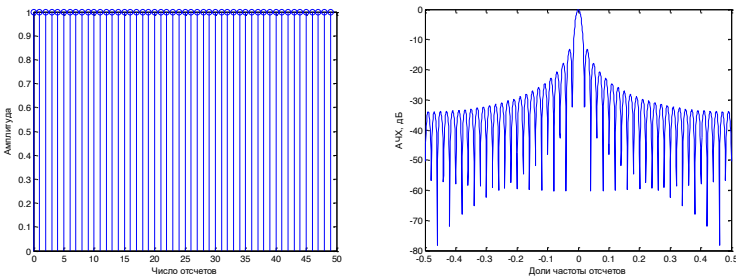


Рис.1

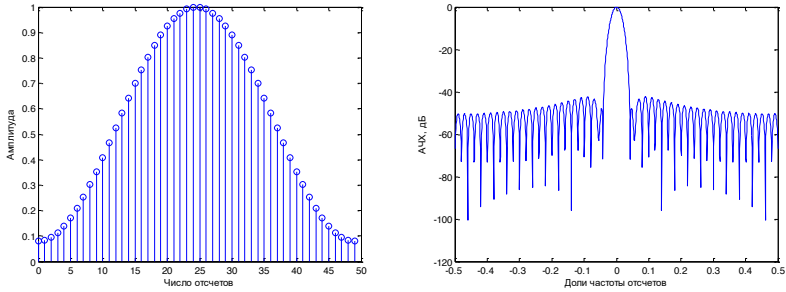


Рис. 2

Основные параметры окон: максимальный уровень боковых лепестков, который характеризует растекание энергии из главного лепестка спектра в боковые, и эффективная ширина главного лепестка спектра, которая показывает разрешающую способность окна. Максимальный уровень боковых лепестков прямоугольного окна больше на 30 Дб., чем у окна Хэмминга, но при этом главный лепесток уже, поэтому прямоугольное окно имеет высокую разрешающую способность и большой уровень растекания энергии, а окно Хэмминга малый уровень растекания и плохую разрешающую способность. Таким образом, при использовании весовой обработки происходит обмен разрешающей способности на гладкость спектра.

Рассмотрим пример, который наглядно демонстрирует различие данных оконных функций. Проанализируем периодограммные оценки, с прямоугольным окном (рис. 3.) и окном Хэмминга (рис. 4.), спектра сигнала, представляющего собой сумму двух синусоид с разным весом в белом Гауссовом шуме с нулевым средним и дисперсией 0.1. При использовании прямоугольного окна слабая спектральная компонента затерялась в боковых лепестках сильной, т.е. имеет место эффект маскировки боковыми лепестками. Подобного эффекта удастся избежать при использовании окна Хэмминга, но при этом главные лепестки становятся шире.

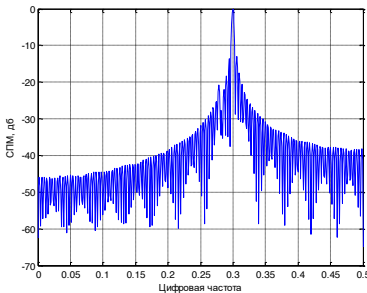


Рис. 3

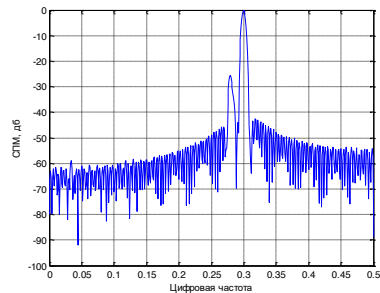


Рис. 4

Исследование реального процесса

Радиоинтерферометр миллиметрового диапазона, предназначенный для измерения параметров быстропротекающих процессов, например, скорости взрывов, генерирует зондирующее излучение, которое отражаясь от исследуемого объекта, возвращается в блок приема-передатчика и по набегу фаз определяется искомым параметр. Кроме основного излучения в принимаемом сигнале присутствуют тепловые шумы, по изменению средней СПМ которых можно определить изменение температуры.

Сигнал во временной области, принимаемый интерферометром представляет собой 50000 отсчетов (рис. 5.), дискретизован с частотой 5 ГГц, частота основного излучения 1.2 ГГц, длительность сигнала – 10 мкс. Цель обработки – вырезать из спектра основное излучение, далее оценить изменение средней СПМ шума с течением времени.

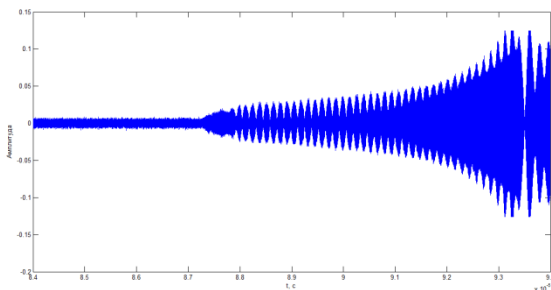


Рис. 5

При оценке спектра используется периодограмма с БПФ объемом в 4096 отсчета, что соответствует 0.8 мкс процесса, сигнал нулями не дополняется, считается множество СПМ для участка 88-93 мкс, с шагом около 200 отсчетов, для каждого участка, путем математического усреднения, находится одно единственное значение средней СПМ, и строится зависимость от времени протекания процесса. Из спектра вырезается 50 отсчетов, соответствующие главному лепестку синусоиды (остается исследуемый тепловой шум), а также нижние (меньше 0.7 ГГц) и верхние (больше 2.2 ГГц) частоты. СПМ участка сигнала до фильтрации – рис.6., после – рис. 7.

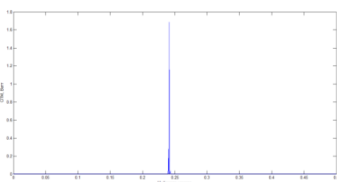


Рис. 6

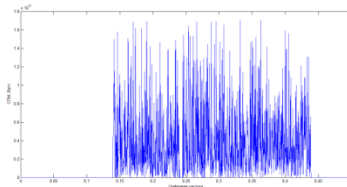


Рис. 7

Оценка изменения средней СПМ сигнала после фильтрации представлена на рис.8. Верхний график – без весовой обработки (прямоугольное окно), нижний с использованием окнаХанна. Без весовой обработки – измеряемая зависимость искажается из-за

большого уровня боковых лепестков окна, а именно на искомую зависимость накладывается периодическая зависимость растекания спектра основного излучения. С использованием окна Ханна порядок растекания спектра меньше самой исследуемой зависимости, таким образом, данная оценка средней СПМ наиболее приближена к истинной зависимости.

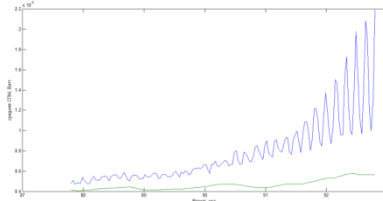


Рис. 8

Также была рассмотрена более точная, но требующая больше вычислений, оценка спектра процесса на основе АР модели высокого порядка (рис. 9.). Найденные оценки очень схожи, что показывает возможность применения быстрых алгоритмов.

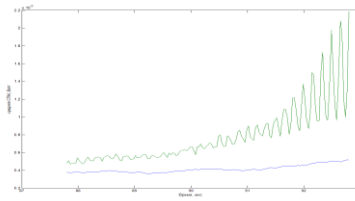


Рис. 9

Таким образом, грамотный подбор весовой функции позволяет не только избавиться от нежелательного эффекта маскировки, но и качественно оценивать параметры сигналов, но при этом статистическая устойчивость оценки достигается за счет ухудшения спектрального разрешения. Оценка средней СПМ может производиться периодограммным методом с использованием окна Ханна и практически ничем не уступать оценке с помощью параметрических методов, при этом требуя меньше ресурсов.

- [1] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2002. С. 273.
- [2] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. С. 71.
- [3] Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. – М.: Техносфера, 2014. С. 11.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОЙ СИСТЕМЫ ОПТОВОЛОКОННОГО МУЛЬТИПЛЕКСОРА

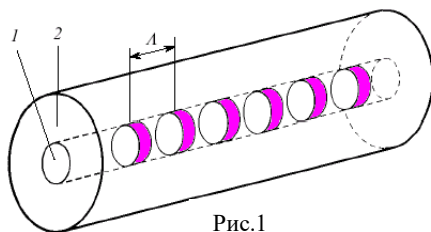
А.В. Полякова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Постоянно растущая потребность в увеличении скорости передачи информации, связанная с развитием средств телекоммуникаций, увеличением информационных потоков, ростом глобальных информационных систем и баз данных, расширением числа пользователей, привела к тому, что волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) стали разрабатываться с применением спектрального мультиплексирования оптических каналов (DWDM).

Спектральное уплотнение каналов (мультиплексирование с разделением по длине волны) – технология, позволяющая одновременно передавать несколько информационных каналов по одному оптическому волокну на разных несущих частотах. В простейшем случае каждый лазерный передатчик генерирует сигнал на определенной частоте из частотного плана. Все эти сигналы перед тем, как вводятся в оптическое волокно, объединяются оптическим мультиплексором. На приемном конце сигналы аналогично разделяются оптическим демультиплексором. Для успешной работы таких линий связи требуются устройства ввода-вывода отдельных спектральных каналов, которые могут быть успешно выполнены на основе БВР [1].

Брэгговская волоконная решётка (или волоконная решётка показателя преломления (ПП)) представляет собой участок волоконного световода (ВС), в сердцевине которого индуцирована периодическая структура ПП с периодом Λ , имеющая определённое пространственное распределение, схематически показанное на рисунке 1 (1 – фоточувствительная сердцевина, 2 – кварцевая оболочка). Структура волоконной решётки ПП выбирается таким образом, чтобы обеспечить необходимое резонансное взаимодействие между заданными модами ВС.



Принцип работы БВР: Для падающей световой волны БВР является дифракционной решёткой. И если между длиной волны и пространственным периодом выполняется брэгговское условие, то отражённые от неоднородностей решётки волны складываются когерентно, обеспечивая максимальный коэффициент отражения на брэгговской частоте. Подобным образом брэгговская решётка работает в мультиплексоре, предназначенном для ввода и вывода в световод заданного канала (рис.2).

БВР редко используются в пассивных компонентах систем DWDM сами по себе. Со стороны порта вывода канала циркулятор выделяет отражённую волну и направляет ее в порт вывода. Со стороны порта ввода циркулятор добавляет в передаваемый составной сигнал один канал на той же длине волны, что была выделена.

Такие устройства часто используются на границе между магистральным каналом и сетью городского или регионального масштаба. В магистральном канале обычно очень много длин волн, в то время как в региональных сетях их намного меньше.



Рис. 2

Спектральные свойства являются наиболее важной характеристикой волоконных брэгговских решёток. Основными из них являются спектральное положение резонанса, его ширина и коэффициент отражения в максимуме. Расчёт спектральных характеристик брэгговских решёток обычно выполняют с применением теории связанных мод, в рамках которой предполагается, что на заданной длине волны лишь для двух определённых мод выполняется условие фазового синхронизма, и только эти моды могут обмениваться энергией друг с другом [2]. Это позволяет рассчитывать свойства решёток со сложным неоднородным профилем наведённого показателя преломления.

При точных расчётах нужно учитывать изменение эффективного показателя преломления. Кроме того, в общем случае параметры решётки зависят от продольной координаты z , поэтому следует ввести локальную резонансную длину волны:

$$\lambda_{Br}(z) = 2n_{eff}(z)\Lambda(z),$$

В методе связанных мод изменение показателя преломления вдоль волокна (рис.3) описывается следующим выражением:

$$n_{нав}(z) = n_{ср}(z) + n_{mod}(z) * \cos\left(\frac{2\pi z}{\Lambda}\right)$$

Считаем распределение наведённого показателя преломления $n_{нав}(z, \lambda)$ постоянным по радиусу сердцевины, тогда его связь с изменением эффективного показателя преломления основной моды $n_{eff}(z, \lambda)$:

$$n_{eff}(z, \lambda) = \eta * n_{нав}(z, \lambda),$$

где η – доля мощности основной моды HE_{11} , распространяющейся по волокну [3].

Исходным служит решение системы уравнений связанных мод по полю:

$$\frac{\partial R}{\partial z} = i\sigma(z)R(z) + ik(z)S(z)$$

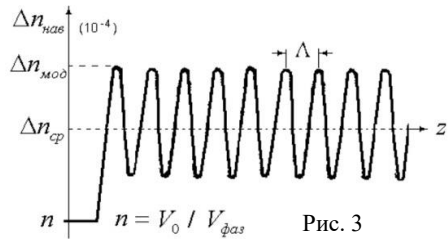


Рис. 3

$$\frac{\partial S}{\partial z} = -i\sigma(z)S(z) - ik(z)R(z) \quad (1)$$

где $R(z, \lambda)$ и $S(z, \lambda)$ – медленно меняющиеся на масштабе длины волны амплитуды волн, распространяющиеся в прямом и обратном направлениях, $\sigma(z, \lambda)$ – спектральная отстройка от строгого резонанса, $k(z, \lambda)$ – коэффициент связи, определяющий вызванное решёткой взаимодействие прямой и обратной встречных волн.

$$\sigma(z, \lambda) = \delta(z, \lambda) + \varepsilon(z, \lambda)$$

$$\delta(z, \lambda) = \beta(z, \lambda) - \beta_B = 2\pi n_{eff}(z) \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_B} \right)$$

$$\varepsilon(z, \lambda) = \frac{2\pi}{\lambda} n_{mod}(z)$$

$$k(z, \lambda) = \frac{\pi \eta n_{mod}(z, \lambda)}{\lambda}$$

Для случая однородных БВР ($\sigma(z) = \sigma = const$ и $k(z) = k = const$) система линейных однородных дифференциальных уравнений первого порядка имеет постоянные коэффициенты. Её решение:

$$\begin{pmatrix} R(z) \\ S(z) \end{pmatrix} = C_1 \begin{pmatrix} k \\ -j\gamma_b - \sigma \end{pmatrix} \exp(\gamma_b z) + C_2 \begin{pmatrix} k \\ j\gamma_b + \sigma \end{pmatrix} \exp(-\gamma_b z),$$

где $\gamma_b = \sqrt{k^2 - \sigma^2}$, $C_{1,2}$ – произвольные постоянные.

Решая систему линейных дифференциальных уравнений связанных мод по полю (1) при граничных условиях (2)

$$R(0, \lambda) = 1$$

$$S(L, \lambda) = 0 \quad (1)$$

что соответствует падающей на БВР волне с единичной амплитудой и отсутствию излучения, падающего на решётку с обратной стороны, можно получить элементы матрицы передачи четырёхполюсника, соответствующего однородной БВР. Комплексный коэффициент отражения $S(0, \lambda)$ и коэффициент передачи $R(L, \lambda)$ регулярной решётки длиной L без учёта потерь связаны через закон сохранения энергии [4]:

$$|R(L, \lambda)|^2 + |S(0, \lambda)|^2 = 1$$

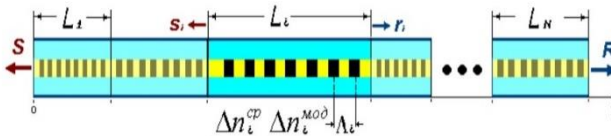


Рис.4

Неоднородная БВР (рис.4) – это решётка, состоящая из N однородных решёток. Каждое i -ое звено при этом характеризуется четырьмя параметрами (периодом L_i и

длиной решётки L_i , амплитудой наведённого показателя преломления Δn_{modi} и его средним значением Δn_{cpi}) [5].

Комплексный коэффициент отражения неоднородной решётки представим:

$$S(\lambda) = |S(\lambda)| * e^{j\varphi(\lambda)}.$$

Тогда время групповой задержки и дисперсия неоднородной решётки будут, соответственно, определяться следующими соотношениями:

$$\tau(\lambda) = -\frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{d\varphi(\lambda)}{d\lambda} [\text{пс}],$$

$$D(\lambda) = \frac{d\tau(\lambda)}{d\lambda} \left[\frac{\text{пс}}{\text{нм}} \right].$$

Таким образом, вектор варьируемых параметров устройства на неоднородной решётке из N однородных звеньев имеет $4N$ параметров:

$$X(A_1, \Delta n_{cp1}, \Delta n_{mod1}, L_1, \dots, A_i, \Delta n_{cpi}, \Delta n_{modi}, L_i, \dots, A_N, \Delta n_{cpN}, \Delta n_{modN}, L_N),$$

что при достаточно больших N ($N > 10$) позволяет, очевидно, реализовать требуемые формы спектральных характеристик устройства на неоднородной брэгговской решётке только при синтезе его на ЭВМ.

Метод связанных мод не позволяет оптимизировать толщину слоёв. А используемый в данной работе матричный метод позволяет получить значения коэффициента отражения в зависимости от длины брэгговской решётки и размеров слоёв с соответствующими коэффициентами преломления, а также разработать неоднородную БВР, состоящую из суммы однородных решёток с переменным периодом.

Математический аппарат, определяющий параметры БВР, основан на теории многослойных непоглощающих оптических структур. Такая структура состоит из N слоёв с периодически дискретными значениями показателя преломления сердцевин в вдоль одноимодового волокна. Поле на одной границе слоя выражается через поле на другой его границе с помощью матрицы Абеля – характеристической матрицы слоёв.

- [1] Филиппенко А.И., Жарикова И.В. // Анализ особенностей применения волоконных компонентов на основе периодических структур, Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2009. 2/5 (38).
- [2] Н. Kogelnik. Theory of optical waveguides, in Guided-Wave Optoelectronics by T. Tamir. – Москва: "Мир", 1991.
- [3] Овьян А.П. // Расчет неоднородных неоднородных брэгговских волоконных решеток, ФГБОУВПО "МГТУ им. Н.Э. Баумана", "Молодёжный научно-технический вестник", Москва, июнь 2012.
- [4] С.А.Васильев, О.И.Медведков, И.Г.Королёв, А.С.Божков, А.С.Курков, Е.М.Дианов // Квантовая электроника. С.1085.
- [5] В.Н.Бугров, В.А.Малахов, А.С.Раевский // Моделирование и синтез компенсаторов дисперсии волоконно-оптических линий связи, Вестник ННГУ им. Лобачевского. 2012. №2.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ СО СЛЕДЯЩИМ ПИТАНИЕМ БОРТОВОЙ РАДИОСТАНЦИИ ДКМВ ДИАПАЗОНА

О.Н. Поляков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одними из важных параметров бортовой радиостанции являются его габариты и вес. Минимизация размеров блока приёмопередатчика ведёт к возникновению новой проблемы – его перегрев. В связи с этим важной задачей является повышение эффективности передающего тракта с целью уменьшения рассеиваемой в тепло мощности.

Полный КПД передатчика определяется в основном КПД его оконечных устройств, и повышение его эффективности во многом сводится к энергетическому совершенствованию оконечных усилителей мощности передатчиков, где, основная часть потерь связана с рассеянием мощности в электронных приборах. [1]

В коротковолновой связи используются различные типы однополосных сигналов, многие из которых имеют переменную амплитуду, например, речевые и шумоподобные сигналы модемов [2].

К числу наиболее известных методов повышения энергетической эффективности УМ при усилении сигналов с изменяющейся амплитудой относятся:

- 1) Метод Л. Кана.
- 2) Метод дефазирования.
- 3) Метод автоматической регулировки режима (АРР) по питанию.

В ходе обзорной литературы было выявлено, что для решения задачи повышения энергетической эффективности УМ ВЧ диапазона наиболее оптимальным вариантом является метод **АРР по питанию (следящее питание)**. Так как данный метод универсален и относительно прост с точки зрения практической реализации, а также обеспечивает низкий уровень нелинейных искажений.

В данной работе проводилось исследование эффективности следящего питания в 200 ватном усилителе мощности класса АВ (Средний КПД усилителей класса АВ зависит от типа усиливаемого сигнала и определяется его формой и пик-фактором [3]) при работе с различными типами сигналов с помощью компьютерного моделирования и практических измерений. А также поиск методов повышения эффективности имеющегося решения.

Суть следящего питания заключается в том, чтобы одновременно с изменением амплитуды огибающей усиливаемого сигнала изменять напряжение питания усилителя таким образом, чтобы режим работы каскада всегда поддерживался граничным, что обеспечит работу усилителя с максимальным КПД. Точки I и 3 выходных характеристик рис.1.

Структурные схемы усилителя мощности со следящим питанием и передатчика, в котором он используется изображены на рис.2 и рис. 3.

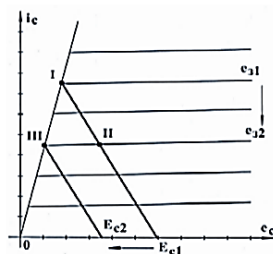


Рис.1

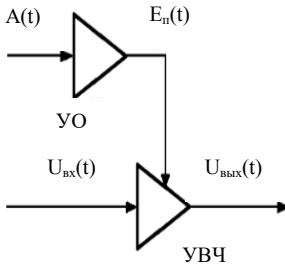


Рис. 2

Для оценки максимально достижимого КПД был произведен расчёт мощности, рассеиваемой на транзисторах и КПД идеального двухтактного усилителя класса В.

В результате расчетов были получены формулы (1) и (2)

$$P_{\text{тр}} = \frac{1}{2\pi R_n} [4E_k U_c - \pi U_c^2] \quad (1)$$

$$\eta = \frac{\frac{U_c^2}{2R_n}}{\frac{U_c^2}{2R_n} + \frac{1}{2\pi R_n} [4E_k U_c - \pi U_c^2]} = \frac{\pi U_c}{4E_k} \quad (2)$$

где E_k – напряжение питания усилителя мощности, U_c – напряжение сигнала на выходной нагрузке, R_n – выходное сопротивление усилителя мощности.

Из формул (1) и (2) видно, что рассеиваемая на транзисторах мощность имеет максимум, когда амплитуда сигнала на нагрузке равняется $2E_k/\pi$. КПД линейно растёт при приближении значения напряжения выходного сигнала к напряжению питания, и его максимальное значение равняется 78,54%.

Для реализации АРР на практике была предложена формула изменения питания имеющая вид:

$$E_k = E_{k0} - k(1 - B2), \quad (3)$$

где E_{k0} – максимальное значение напряжения питания, k – коэффициент, определяющий минимальный уровень напряжения питания, B – нормированная амплитуда сигнала на нагрузке.

Возведение нормированной амплитуды в квадрат позволяет сгладить резкие перемены и как следствие, сузить спектр сигнала E_k .

Чтобы оценить эффективность следящего питания в программе MatLab была построена модель усилителя мощности класса В со следящим питанием. Для упрощения считалось, что усилитель постоянно работает в классе В, но ток покоя имеется, и равняется $I_0 = 0,5$ А. Максимальное напряжение питания усилителя 45 В, минимальное 33,7 В. А форма питания изменяется в соответствии с формулой (3). Моделирование

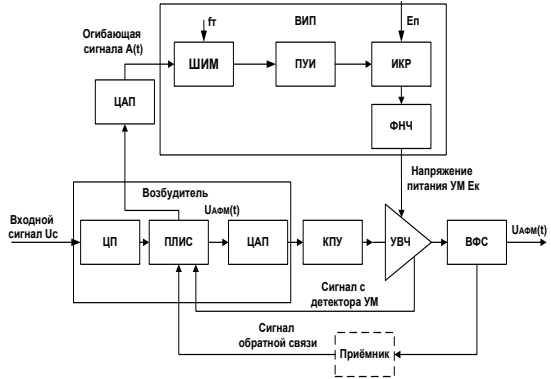


Рис. 3

проводилось при фиксированном (45 В) и следящем питании на четырех тестовых сигналах: двухтональный, сигнал модема, шумовой, голосовой.

Результаты, полученные в ходе моделирования представлены на диаграммах рис 4.

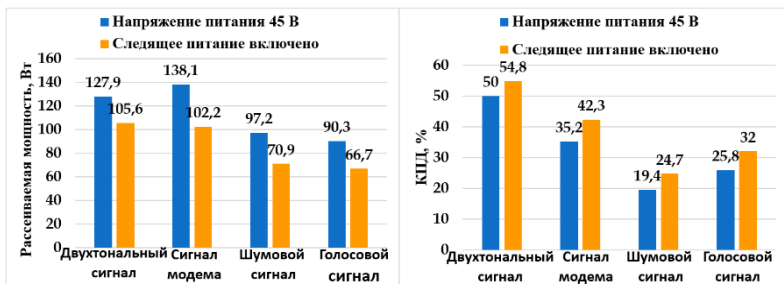


Рис. 4

Компьютерное моделирование позволяет оценить максимально достижимые результаты и полученные данные говорят о том, что метод АРР по питанию даёт существенный выигрыш по КПД и позволяет снизить рассеиваемую мощность, при работе с различными типами сигналов с переменной амплитудой.

Для доказательства целесообразности применения данного метода повышения КПД усилителей мощности в реальных устройствах были проведены практические измерения. По данным, полученным в ходе практических измерений были рассчитаны рассеиваемая на транзисторах мощность и КПД усилителя. Результаты расчётов приведены на рис. 5

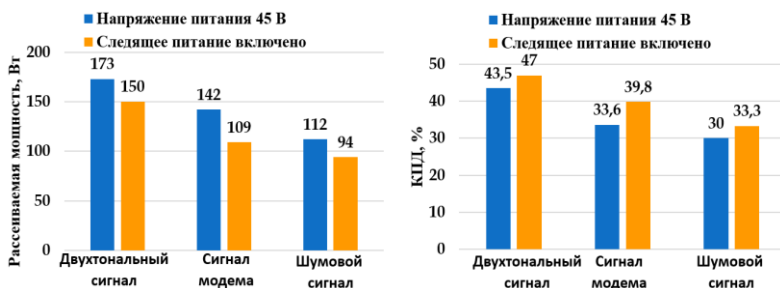


Рис. 5

Диаграммы рис. 5 подтверждают результаты компьютерного моделирования, следящее питание действительно эффективно снижает рассеиваемую мощность и повышает КПД усилителя при работе с исследуемыми сигналами. Максимальный выигрыш в обоих случаях достигается при работе с модемным сигналом, что является важным результатом, так как модемные сигналы находят всё большее применение в современных системах связи.

Для повышения эффективности имеющегося решения были предложены следующие методы:

- уменьшение тока покоя УМ;
- снижение порога минимального напряжения питания;
- снижение (или подстройка) максимального напряжения питания;

Одной из главных причин повышения КПД предающего тракта является снижение рассеиваемой в тепло мощности и, как следствие, обеспечение нормального теплового режима работы модулей радиостанции, в первую очередь модулей УМ и ВИП.

В связи с этим, было изучено влияние следящего питания на тепловые режимы модулей радиостанции. В качестве примера на рис. 6 приведены графики нагрева модулей УМ и ВИП при работе с сигналом модема. Они показывают, что следящее питание позволяет существенно понизить скорость нагрева данных модулей, а также уменьшить их максимальную температуру нагрева и обеспечить продолжительную передачу.

Данные зависимости сохраняются при работе во всех исследуемых режимах.

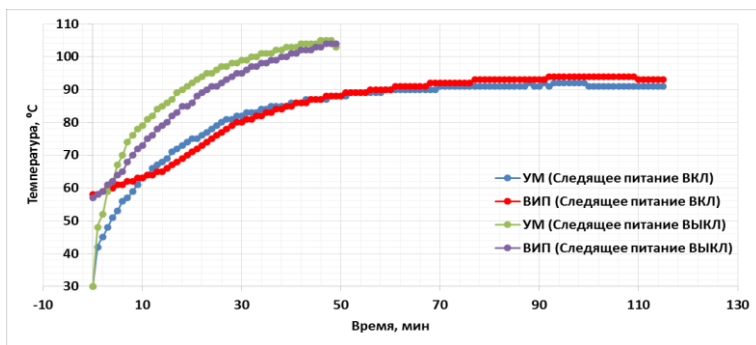


Рис. 6

Кроме того, процесс нагрева других модулей также изменяется в положительную сторону.

Подводя итоги можно сказать, что метод АРР по питанию действительно является одним из наиболее эффективных и удобных для реализации в реальных устройствах способов повышения КПД предающего тракта, что подтверждается результатами компьютерного моделирования и практических измерений. Его применение позволяет снизить рассеиваемую в тепло мощность и повысить средний КПД передатчика сохранив при этом линейность на высоком уровне.

- [1] Шахгильдян В.В. // Радиопередающие устройства – Москва: Радио и связь, 2003. 560 с.
- [2] Иванюшкин Р. Ю., Дулов И. В., Овчинникова М. В., Тришина Ю. А. // История и перспективы применения метода автоматической регулировки режима для повышения КПД радиопередатчиков, Т-Comm. 2012. № 9. С. 66.
- [3] И.И. Лившиц // Транзисторные усилители в режиме D – Ленинградское отделение: Энергия, 1974. 128 с.

АППАРАТНЫЕ И ПРОГРАММНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ, УСИЛЕНИЯ И УДАЛЕНИЯ АРТЕФАКТОВ ИЗ ЭМГ СИГНАЛА

А.О. Щербак

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Электромиография (ЭМГ) представляет собой метод аппаратного исследования, с помощью которого определяется степень проводимости нервных окончаний и электрической активности мышц. Исследование в этой области проводится с начала прошлого столетия, а применение на практике стало возможно в конце века. ЭМГ является единственным объективным и информативным методом исследования функционального состояния периферической нервной системы, патология которой в структуре неврологических заболеваний занимает ведущее место. Электромиографические исследования позволяют не только установить характер заболевания, проводить его топическую диагностику, но и объективно контролировать эффективность лечения, прогнозировать время и этапы восстановления.

Чтобы сделать запись такого рода сигнала, необходимо создание высоко проводящих электродов определенной формы и размера, малошумящих, чувствительных усилителей, математической модели обработки и фильтрации полученных данных. Настоящая работа посвящена созданию решений по детектированию, усилению, а также фильтрации ЭМГ(электромиографического) сигнала. Также для повышения надежности и достоверности информации при регистрации поверхностной миограммы необходимо учитывать определенные метрологические правила, связанные с расположением электродов на мышце, положением опорного электрода и т. д.

Нейрофизиологические основы генерации ЭМГ сигнала

Рассмотрим процесс возникновения электрического поля при сокращении мышечной ткани, состоящей из множества клеток. Если проткнуть кончиком микроэлектрода (диаметром 0,5 мкм) мембрану крупной клетки, в частности (хотя и не обязательно) мышечной, можно зарегистрировать разность потенциалов относительно другого электрода, находящегося во внешней среде. Клетки одного типа имеют постоянный характерный для них потенциал покоя. При регистрации в препаратах неповрежденных нервных и мышечных клеток трансмембранный потенциал сохраняется на постоянном уровне в течение многих часов. Разность потенциалов такого типа возникает на границе между двумя растворами электролитов, содержащих ионы с различной подвижностью в различных концентрациях [1].

Короткий импульс тока, пришедший от нервной системы, повышает отрицательный трансмембранный потенциал и вызывает кратковременную гиперполяризацию. Вызванный сдвиг быстро затухает, однако с помощью близко расположенных регистрирующих электродов его удается уловить. Характер затухания дает представление об электрических свойствах мембраны, например, ее емкости, сопротивлении и т. д. [2]

Если ток, подаваемый от нервной системы, снижает исходный отрицательный потенциал (вызывает деполаризацию), то по достижении порога возникает кратковременный ток через мембрану, происходит "реверсия" трансмембранного потенциала – его знак меняется на обратный. Такая спонтанная реверсия, генерируемая самой мембра-

ной, и представляет собой потенциал действия. Регистрирующие электроды улавливают мгновенную реверсию мембранного потенциала (в течение 0,5 мс) и последующее восстановление потенциала покоя.

Потенциал действия длится всего несколько миллисекунд, после чего наступает, так называемый, рефрактерный период, который складывается из кратковременного интервала, в течение которого второй стимул – независимо от его силы – не способен вызвать потенциал действия, и периода постепенного, но быстрого восстановления. Повторные импульсы, наносимые по истечении рефрактерного периода, вызывают последовательные потенциалы действия (пиковые потенциалы, спайки); все они имеют одинаковую форму. Наблюдаемые при электромиографическом исследовании потенциалы фибрилляции являются потенциалами действия одного мышечного волокна, которые выявляются при электромиографическом исследовании как нерегулярный асинхронный короткий (1-5 мс) низковольтный (20-300 мкВ) разряд в мышце [3].

Когда человек хочет совершить определенное движение, то мотонейроны начинают посылать периодические импульсы к конкретной двигательной единице, которая представляет собой волокна внутри мышцы, объединенные в функциональные группы. При возбуждении мотонейрона возбуждаются соответственно все мышечные волокна, которые он иннервирует. В результате регистрируется потенциал действия двигательной единицы, представляющий собой сумму потенциалов действия многих мышечных волокон, имеющий большую амплитуду, чем потенциал фибрилляции. Длительность этого потенциала также больше, чем длительность потенциала фибрилляции, поскольку возбуждение отдельных мышечных волокон происходит не абсолютно синхронно из-за разного времени распространения потенциала действия по концевым веточкам нервного волокна, подходящим к отдельным мышечным волокнам. [4] Суперпозиция данных потенциалов и является интерференционным электромиографическим сигналом.

Особенности построения усилителя ЭМГ сигнала

Помимо полезного сигнала, который снимается с конкретной мышцы в миограмму попадает множество шумов и вредных сигналов, в связи с этим необходимо обозначить источники помех и изучить методику борьбы с ними.

Некоторый вклад в электромиограмму дают шумы от мозговой (ЭЭГ) и сердечной (ЭКГ) деятельности. Существенный вклад вносит помеха от промышленной сети – 50 Гц. Компоненты, из которых сделан детектор тоже вносят свой вклад в шум, но основной частью паразитного сигнала являются наводки с других мышц, что мешает детектированию и исследованию потенциала конкретного мускула. Для устранения этой помехи используется схема с тремя электродами, подключенными к входам инструментального усилителя, речь о котором пойдет дальше.

Существенным является артефакт движения, обусловленный движением электрода вследствие его неплотной фиксации на коже, что приводит к появлению высокоамплитудных скачков потенциала неправильной формы. Также важным является вопрос выбора или создания электродов и их расположение над мышцей, так как от этого меняется локализация и амплитуда сигнала. От площади поверхности электрода зависит число регистрируемых двигательных единиц.

Изучив особенности генерации ЭМГ сигнала и трудности, возникающие при его детектировании было решено проектировать будущий миограф на базе инструментального усилителя с тремя электродами (двумя основными и одним опорным).

Практическая часть

В качестве инструментального усилителя, используемого в создаваемом устройстве было решено взять чип от компании “TexasInstruments” – INA321EA, обладающий необходимыми характеристиками. На базе этого усилителя была создана экспериментальная установка для записи нейромышечного сигнала на цифровой осциллограф.

Проведя серию экспериментов, были получены записи электромиограммы. После проведения опыта стало ясно, что артефакт движения превалирует в записи, что вызывает большое затруднение в интерпретации данных. Но решение было найдено. В одном из экспериментов исследуемый человек напряг мышцу и держал ее в таком состоянии несколько секунд, а потом вновь расслаблял. Результаты этой записи показаны на рисунке 1. На этом рисунке мышца расслаблена с нулевой секунды по третью, и начиная с 16 секунды, а с 5 по 14 секунду статически напряжена. Таким образом, чтобы обнаружить миоэлектрический сигнал надо вырезать названные участки и провести их исследования. Обработка данных производилась в среде «Oktave», схожей с «Matlab», но не требующей лицензии. Сигнал сокращенной мышцы представлен на рисунке 2. Так как распознать ЭМГ сигнал во временной области достаточно трудно, было решено построить график в частотной области используя быстрое преобразование Фурье (БФП). Результаты такого построения изображены на рисунке 3.

Исследование сигнала в частотной области позволяет с уверенностью сказать, что в полученном сигнале есть миограмма. Для этого спектр сигнала, показанный на рисунке 3, был сравнен со спектром ЭМГ сигнала, полученными в других работах. Результат БФП для участка сигнала, где трицепс был в расслабленном состоянии, представлен на рисунке 4. На графике видно, что сигнал представляет собой шум, что и ожидалось.

Заключение

В результате проделанной работы были созданы аппаратные и программные решения при построении регистратора ЭМГ сигналов. Были преодолены принципиальные трудности и получены данные претендующие на достоверность. Выработана методика построения подобных систем для дальнейших разработок.

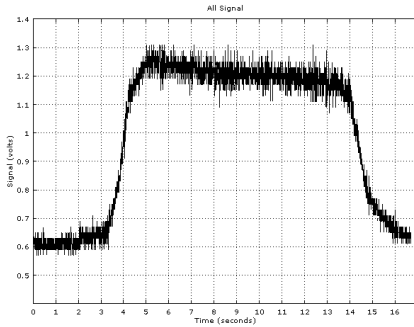


Рис. 1

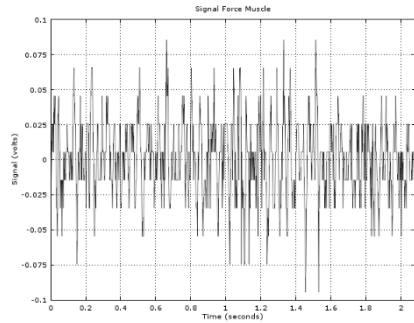


Рис. 2

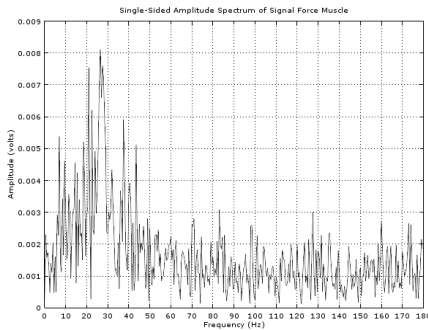


Рис. 3

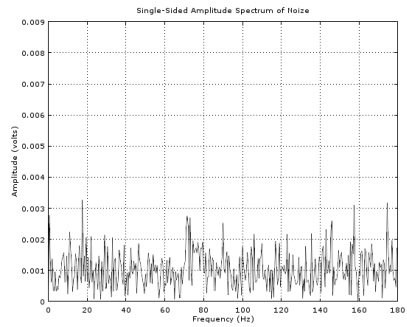


Рис. 4

- [1] Гехт Б.М. // Теоретическая и клиническая электромиография. – Л.: Наука, 1990. 229 с.
- [2] Васильева-Линецкая Л.Я., Роханский А.О., Галацан А.В., Черепашук Г.А., Степанов А.М., Шабалдас Д.А. Автоматизированная система исследований электромиографических сигналов человека // Открытые информационные и компьютерные информационные технологии – Харьков, 1998. Вып. 2. С.215.
- [3] Коуэн Х. Л., Брумлик Дж. // Руководство по электромиографии и электродиагностике: Пер. с англ. – М.: Медицина, 1975. 192 с.
- [4] Dimitrios Moshou, Ivo Hostens, George Papaioannou, Hermanramon. // Wavelets and self-organising maps in electromyogram (EMG) analysis. – Katholieke Universiteit Leuven, Heverlee, Belgium, 2000.

РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС АКУСТИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ

А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев, В.С. Кочергин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одной из важнейших задач в радио-, акусто- и гидроакустических локационных системах (ЛС) является повышение эффективности обработки сигналов, принимаемых в условиях непрерывно изменяющейся помеховой обстановке. В связи с этим приходится решать задачу выбора формы сигналов и, как следствие, подбирать соответствующие алгоритмы и способы их обработки. Как известно, более высокие характеристики таких систем позволяет получить применение сложных сигналов. Что касается алгоритмов и способов обработки, то предпочтение следует отдать цифровой обработке, обладающей более широкими функциональными возможностями. Но при этом возникает проблема реального времени, которую можно разрешить, если цифровую обработку выполнять аппаратными средствами. Сегодня к таким средствам относятся программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Однако работу с программируемой логикой осложняет ограниченность доступных ресурсов ПЛИС и необходимость в рациональных способах представления данных с ориентацией на простые операции над ними (см., например, [1]).

В локационных системах широко применяется когерентная и когерентно-импульсная обработка с применением фазоманипулированных по псевдослучайному закону сигналов [2-3]. Альтернативой являются амплитудно-фазоманипулированные (АФМ) сигналы с псевдослучайной амплитудной манипуляцией [4-7].

В рассматриваемом измерителе временной задержки (рис. 1) в качестве зондирующих используются периодические посылки с внутренней псевдослучайной амплитудной модуляцией. Модулирующим сигналом является знакопостоянная псевдослучайная последовательность (ПСП) $d(t) \in [0, 1]$ с длиной L . Отражённый сигнал выделяется корреляционным приёмником путём вычисления взаимной функции корреляции (ВФК) с опорным сигналом, что обеспечивает высокую степень защиты от помех. Формирование модулирующего и последетекторная обработка принимаемого сигналов возлагается на ПЛИС типаFPGA.

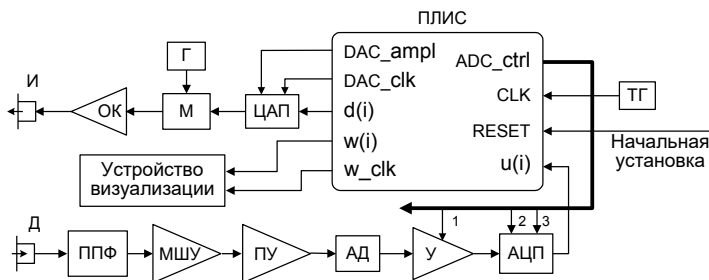


Рис. 1

Сформированные ПЛИС цифровые отсчёты ПСП $d_i = d(i)$ (номер отсчёта) вместе с кодом установки амплитуды модулирующего сигнала DAC_ampl и импульсами синхронизации DAC_clk поступают на цифро-аналоговый преобразователь ЦАП через последовательный синхронный периферийный интерфейс SPI и далее в аналоговом виде на модулятор М. Число отсчётов в ПСП зависит от частоты дискретизации и равно $M = L \cdot \Delta$, где Δ – число отсчётов в одном кванте ПСП. Несущее колебание вырабатывается гетеродином Г. На излучатель И сигнал передаётся после усиления в оконечном каскаде ОК.

Принимаемый сигнал регистрируется датчиком Д, усиливается малошумящим МШУ и промежуточным ПУ усилителями и после детектирования амплитудным демодулятором АД оцифровывается аналого-цифровым преобразователем АЦП. Отсчёты сигнала $u_i = u(i)$ поступают в ПЛИС через последовательный SPI порт. Усилитель У перед АЦП обеспечивает соответствие уровня протектированного сигнала динамическому диапазону АЦП. Коэффициент усиления У устанавливается по двоичному коду ampl, который передаётся по линии 1 шины ADC_ctrl. По этой же шине на АЦП поступают импульсы выборки sampls (линия 2) и импульсы синхронизации ADC_clk (линия 3).

Конфигурация ПЛИС представлена структурной схемой на рис. 2. В неё входят: (1) блок управления аналого-цифровым преобразователем ADC_CTRL; (2) блок управления цифро-аналоговым преобразователем DAC_CTRL; (3) входной сдвиговый регистр SR_in для приёма отсчётов сигнала $u(i)$; (4) сдвиговый регистр SR_res для вывода результата обработки на устройство визуализации и (5) Блок обработки, вычисляющий ВФК между опорным сигналом d и K -разрядными идущими от входного сдвигового регистра SR_in отсчётами сигнала u по формуле

$$w_j = \sum_{n=nt}^{M+nt-1} d_n u_{n-j} \quad (1)$$

где M – длина вектора значений ВФК $W = (w_1, w_2, \dots, w_M)$ в текущем окне анализа, а nt

– текущее время. K -разрядные отсчёты ВФК w_i передаются сдвиговому регистру результата SR_res и далее через порт SPI устройству визуализации. Блок управления DAC_CTRL формирует также опорную ПСП d для Блока обработки и модулирующий сигнал $d(i)$. В нужном порядке по ПЛИС распространены сигнал синхронизации CLK и сигнал начальной установки RESET.

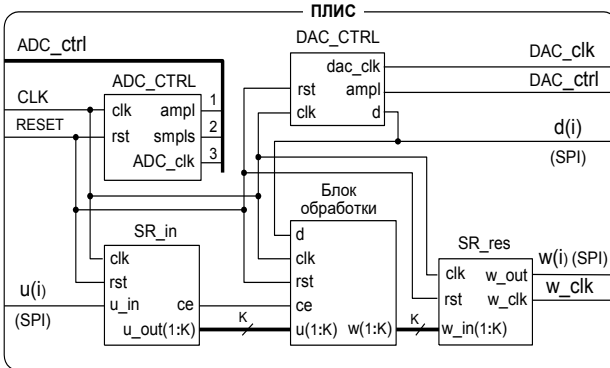


Рис.2

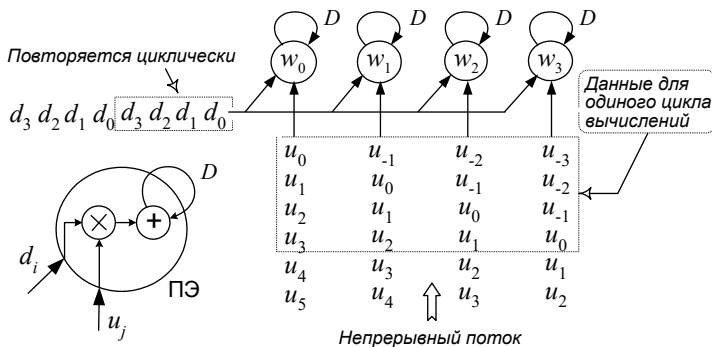


Рис. 3

Алгоритм вычисления ВФК (1) отображается на линейный массив из M процессорных элементов ПЭ. Перемещение данных по массиву ПЭ поясняет граф потока сигналов на рис. 3 для случая, когда размер скользящего окна анализа $M = 4$. Каждый ПЭ состоит из умножителя и накопителя со сбросом после каждого цикла вычислений. Отсчёты сигнала ($u_{n-M-1}, u_{n-M-2}, \dots, u_n$) на ПЭ поступают параллельно, а отсчёты опорного сигнала d_n – последовательно. Результат вычислений сохраняется в процессорных элементах.

Схематическое решение блока обработки представлено на рис. 4. Получаемые от входного сдвигового регистра SR_in (рис. 2) K -разрядные отсчёты сигнала $u(i)$ поступают в сдвиговой регистр SR. Ёмкость регистра SR определяется размером M скользящего окна. Из регистра SR K -разрядные слова параллельно через порты В передаются в сумматоры с накоплением ACC_1 – ACC_M. Процессом накопления управляет опорный сигнал $d(i)$, значения которого последовательно передаются через порт А. При $d(i) = 1$ в накопители добавляются, а при $d(i) = 0$ вычитаются взятые из регистра SR значения. Новые данные принимаются по синхросигналу СЕ от входного сдвигового регистра SR_in. Сигнал СЕ активизируется каждый раз после приёма текущего отсчёта от АЦП. Процесс накопления продолжается до тех пор, пока не будут обработаны данные текущего окна M , после чего накопители обнуляются и начинается новый цикл обработки. Обнуление накопителей происходит под воздействием сигнала сброса Р от счётчика CNTR (счётчик по модулю M), передаваемого через логический 2ИЛИ на вход RESET обработчика. На этот же вход поступает сигнал общего сброса rst. Использование бинарной опорной ПСП $d(i) \in [0, 1]$ позволяет исключить операции умножения за счёт их замены на операции управления процессом накопления: каждый ПЭ суммирует отсчёты u_i только при $d(i) = 1$. Это подход был реализован в блоке обработки лабораторного макета измерителя, где в качестве опорного сигнала использовалась ПСП с длиной $L = 31$ при длительности кванта $\Delta = 5$ мс ($M = 155$).

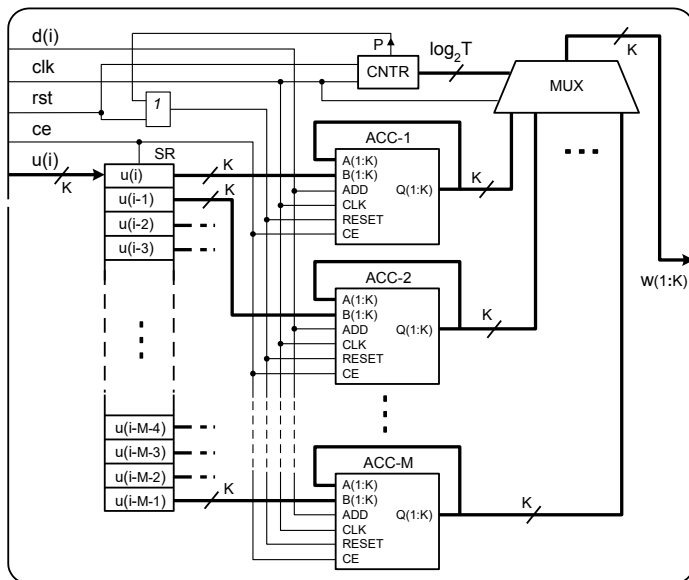


Рис. 4

Разрядность блока обработки $K = 14$ и определялась разрядностью АЦП. Частота несущего колебания в излучаемом сигнале равнялась $3,2 \text{ кГц}$. Тестовые испытания подтвердили эффективность использования ПЛИС как в эхо- так и в радиолокации, а также в системах связи, где возникает необходимость измерения временной задержки, в частности, при многолучевом распространении излучённого сигнала.

- [1] Бурдинский И.Н. // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 1. С. 21.
- [2] Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
- [3] Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. // Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 440 с.
- [1] Быстров Н.Е., Жукова И.Н. // Вестник Новгородского государственного университета. 2003. № 23. С. 52.
- [2] Быстров Н.Е., Жукова И.Н. // Вестник Новгородского государственного университета. 2011. № 65. С. 50.
- [3] Ефимов К.Л., Жукова И.Н., Харечкин А.С. // Вестник Новгородского государственного университета. 2013. Т. 1. № 75. С. 75.
- [4] Жукова И.Н. // Вестник Новгородского государственного университета. 2013. Т. 2. № 75. С. 17.

ЧАСТОТНАЯ ДИСПЕРСИЯ В ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ЦИФРОВЫХ БИХ-ФИЛЬТРАХ

И.А. Сорокин, Н.С. Морозов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Цифровая обработка сигналов – одна из наиболее быстро развивающихся отраслей современной электроники. Она нашла широкое применение в различных областях науки и техники, включая связь, телевидение, измерительную технику, обработку изображений, радио- и гидролокацию, биомедицину и т.д. Одним из наиболее востребованных алгоритмов цифровой обработки является цифровая фильтрация. Основными задачами цифровой фильтрации являются, прежде всего, частотное разделение сигналов, извлечение из сигналов полезной информации и подавление помех.

Так как цифровые фильтры (ЦФ) являются устройствами частотной селекции входного сигнала, их обычно разрабатывают на основе требований к их частотным характеристикам, таким как амплитудно-частотная, фазо-частотная, а также характеристики фазовой и групповой задержки. Другим не менее важным требованием к цифровому фильтру является выполнение цифровой фильтрации в реальном времени.

Помимо селективных свойств и быстродействия качество цифровых фильтров определяется дисперсионными свойствами, как способностью селектировать полезный широкополосный сигнал без искажений.

Частотная дисперсия

В общем виде комплексный коэффициент передачи цифрового фильтра стандартно можно записать как:

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})|e^{j\varphi(\omega)} \quad (1)$$

Известно, что качество любого цифрового фильтра определяется следующими показателями [1]:

- 1) Селективными свойствами, как способностью обеспечения совокупности требуемых функциональных показателей, к которым относятся:
Амплитудно-частотная характеристика, определяющаяся как модуль коэффициента передачи $|H(e^{j\omega})|$.
Фазо-частотная характеристика, определяющаяся как аргумент коэффициента передачи $\varphi(\omega)$.
Время групповой задержки, определяющееся как производная аргумента коэффициента передачи по частоте с противоположным знаком $\tau_{gr} = -\partial\varphi(\omega)/\partial\omega$.
Фазовая задержка, определяющаяся как прямая задержка фильтром гармонического сигнала $\tau_p = -\varphi(\omega)/\omega$.
- 2) Быстродействием, как минимальным временем расчёта отклика цифрового фильтра в реальном времени.
- 3) Шумовыми свойствами.
- 4) Дисперсионными свойствами.

В электродинамике (в волноводах, световодах) для оценки дисперсионных искажений введен прямой количественный показатель – коэффициент частотной дисперсии, как производная от времени групповой задержки по длине волны или частоте [2]. Точно такой же показатель должен быть введен и в цифровой фильтрации для прямой количественной оценки дисперсионных искажений фильтра:

$$D = \frac{\partial \tau_{gr}}{\partial \omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \tau_{gr}}{\partial \nu} \quad (2)$$

Физически дисперсия характеризует искажение формы сигнала на выходе фильтр за счет разного времени (дисперсии) прохождения фильтра спектральными составляющими сигнала.

Как видно из формулы (2), на коэффициент дисперсии влияет вид зависимости групповой задержки от частоты $\tau_{gr}(\nu)$ (а значит и фазы). На рис. 1 приведены типичные виды этих зависимостей для полос пропускания цифровых фильтров:

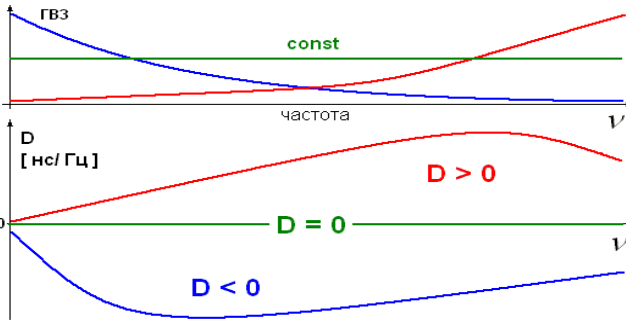


Рис. 1

Таким образом, удобно классифицировать частотную дисперсию следующим образом:

- Положительная: $D > 0$, т.е. низкочастотные составляющие сигнала проходят быстрее высокочастотных.
- Отрицательная: $D < 0$, т.е. высокочастотные составляющие сигнала проходят быстрее низкочастотных.
- Нулевая (околонулевая или минимальная): $D \cong 0$, т.е. все составляющие широкополосного сигнала испытывают одинаковую (почти одинаковую) задержку.

В основных формах построения (прямой и последовательной) цифровой фильтр является дискретной минимально-фазовой системой, в которой модуль и аргумент частотного коэффициента передачи связаны соотношением Гильберта:

$$|H(e^{j\omega})| = H\varphi(\omega), \quad (3)$$

а значит, нельзя независимо управлять фазой коэффициента передачи – это приведет к неизбежному изменению его модуля, то есть АЧХ фильтра.

Ввиду всего вышесказанного вытекает необходимость изучения дисперсионных свойств существующих цифровых БИХ-фильтров. Для этого методом целочисленного

нелинейного программирования были спроектированы БИХ-ФНЧ 2-го и 4-го порядков с одинаковыми требованиями по АЧХ и разными видами дисперсии.

Для изучения частотной дисперсии на реальных цифровых платформах полученные фильтры были реализованы на микроконтроллере MSP430F1611. Для повышения точности измерений и исключения влияния искажений, вызванных АЦП-ЦАП преобразованиями, на цифровой фильтр с помощью преобразователя USB-UART подавалась цифровая последовательность. Отфильтрованный сигнал поступал обратно в программу LabView, где формировались характеристики. На графиках приведено сравнение АЧХ и ФЧХ БИХ-ФНЧ 2-го порядка с отрицательной дисперсией, полученных с помощью аналогово-цифрового панорамного измерителя (рис. 2), и цифрового измерителя через преобразователь USB-UART (рис. 3).

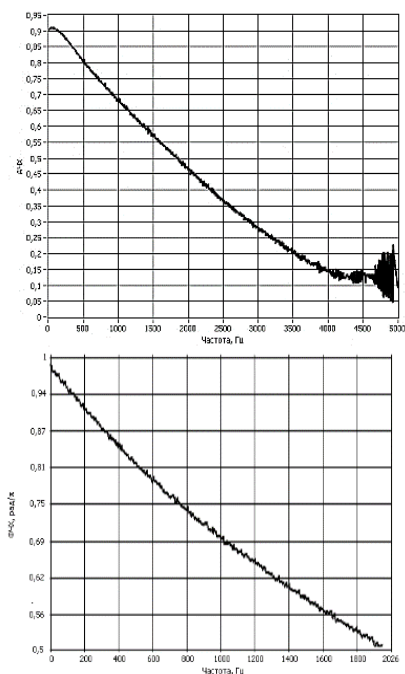


Рис. 2

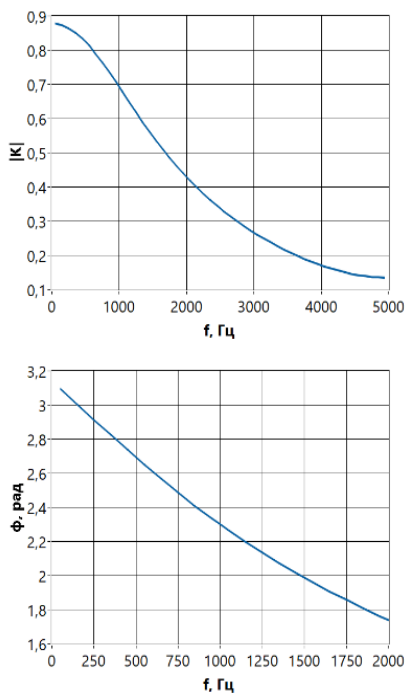


Рис. 3

Измеренные вторым методом характеристики (АЧХ и дисперсия) БИХ-ФНЧ 4-го порядка с положительной, минимальной и отрицательной дисперсиями приведены на рис. 4.

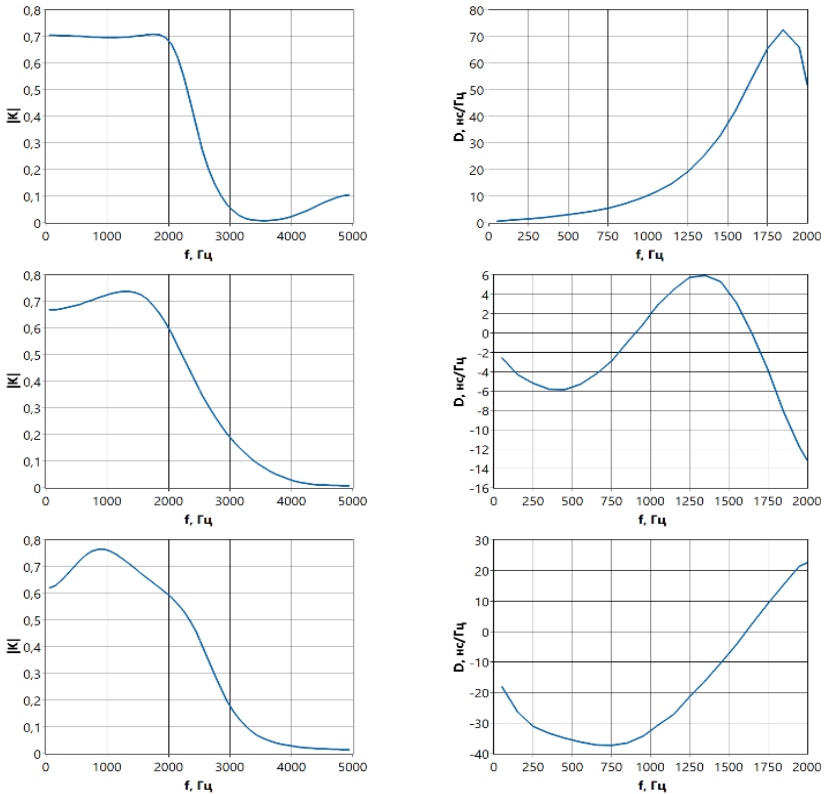


Рис. 4

Таким образом, методами нелинейного математического программирования можно получить решения для ЦФ различного порядка со всеми видами дисперсионных искажений. Для исследования их свойств рациональнее использовать схему снятия характеристик напрямую в цифровом виде, минуя АЦП-ЦАП преобразование. Полученные таким образом графики наглядно демонстрируют возможность управления частотной дисперсией в полосе пропускания ЦФ. Целью дальнейших исследований будет подробное изучение возможностей построения компенсаторов дисперсионных искажений на основе БИХ- и КИХ-фильтров [3].

- [1] Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. // Поисковые технологии проектирования целочисленных цифровых фильтров. Компоненты и технологии. 2014. № 6. С. 40.
- [2] Виноградова М.Б., Руденко О.В. Теория волн. – Москва: Наука, 1979. 384с.
- [3] Бугров В.Н., Морозов Н.С // Синтез целочисленных цифровых КИХ-фильтров с линейной фазой, Цифровая обработка сигналов 2016. № 1. С.14.

АЛГОРИТМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ, УЧИТЫВАЮЩИЙ ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКЦИИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА И ОКРУЖАЮЩИХ ПРЕДМЕТОВ НА ПРОСТРАНСТВЕННО-ИНФОРМАТИВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

В.В. Уткин¹⁾, Д.С. Войнов¹⁾, Р.А. Косматых²⁾, И.С. Прокофьев²⁾

¹⁾Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники

²⁾ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Выбор методов пеленгования источников радиоизлучений (ИРИ) и разработка алгоритмов функционирования бортового пеленгатора обусловлены, с одной стороны, зачастую противоречивыми требованиями к пеленгатору и, с другой стороны, ограничивающими факторами по размещению антенно-фидерных систем на борту летательного аппарата, а также адекватностью реальной и моделируемой сигнально-помеховой обстановки.

В настоящее время для определения направления на ИРИ активно применяется корреляционно-интерферометрический метод. Однако если антенная система расположена на борту беспилотного летательного аппарата (БЛА), то в результате вторичного излучения при отражении радиоволн от частей его конструкции диаграмма направленности антенной системы искажается, что приводит к увеличению ошибок пеленгования, которые на отдельных участках азимута и частотах могут достигать 20...30 градусов.

На основе корреляционно-интерферометрического метода разработан алгоритм определения направления на источник радиоизлучения, позволяющий обеспечить учет влияния конструкции БЛА и окружающих предметов на точность измерения первичных пространственно-информативных параметров.

Схема алгоритма представлена ниже на рисунке 1.



Этап 1. Ввод исходных данных

На этапе ввода исходных данных задаются: количество и координаты антенных элементов и трёх реперных станций, маршрут полета БЛА, погрешность измерения пеленга в каждой позиции БЛА, количество выборок.

Этап 2. Обноска антенной системы

На данном этапе осуществляется вычисление разностей фаз опорного пространственного сигнала с учетом конструкции БЛА и окружающих предметов.

Обноска антенной системы радиопеленгатора в воздухе позволяет получить экспериментальные данные, снятые для конкретной антенной системы на конкретном носителе с учетом влияния окружающей среды, т.е. наиболее полно учесть все факторы, влияющие на точность измерения разностей фаз опорного пространственного сигнала.

Рис. 1

на конкретном носителе с учетом влияния окружающей среды, т.е. наиболее полно учесть все факторы, влияющие на точность измерения разностей фаз опорного пространственного сигнала.

Для излучения используется специальный генератор гармонических сигналов. Радиоприемное устройство осуществляет сканирование в заданном диапазоне частот, принимая сигналы тестового ИРИ, далее производится их обработка известными методами с последующим определением пространственно-информативных параметров.

Этап 3. Ориентация БЛА в пространстве

Так как в процессе движения постоянно возникают отклонения панели пеленгатора от вектора движения центра БЛА, для определения ориентации антенны в пространстве осуществляется пеленгование реперных станций (станций спутниковой системы глобальной навигации), координаты которых известны с точностью до 2 – 3 м. По координатам реперных станций и текущим координатам БЛА рассчитывается поворотная матрица отклонений панели пеленгатора, значения которой учитываются при пеленговании ИРИ.

Координаты БЛА – широта, долгота и высота определяются с помощью навигационного комплекта аппаратуры GPS с постоянной ошибкой до 10 – 12 м и случайными ошибками до 1 – 2 м.

Этап 4. Измерение первичных пространственно-информативных параметров

На данном этапе осуществляется прием радиосигналов антенной решеткой, состоящей из 3 антенных элементов, расположенных в плоскости пеленгования и измерение комплексных амплитуд сигналов, характеризующих фазы каждого радиосигнала.

Радиосигналы, поступившие на вход приемника, преобразуются в высокочастотные электрические сигналы, усиливаются, фильтруются и переносятся на промежуточную частоту. С выходов приемника сигналы промежуточной частоты поступают на соответствующие входы аналогово-цифровых преобразователей, где синхронно преобразуются в цифровые сигналы. Полученные цифровые отсчеты сигналов перемножаются на цифровые отсчеты двух гармонических сигналов одной и той же частоты, сдвинутых друг относительно друга на угол $\pi/2$.

В самом общем виде принимаемый сигнал представляется в виде:

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (1)$$

где $U(t)$ – огибающая амплитуды сигнала; $\varphi(t)$ – фаза сигнала; ω_0 – частота, относительно которой представлены огибающая амплитуды и фаза сигнала.

Более удобная форма представления сигнал $u(t)$ базируется на квадратурных составляющих:

$$u(t) = U(t) e^{j\varphi(t)} = V_c(t) + jV_s(t), \quad (2)$$

где $V_c(t) = U(t) \cos(\varphi(t))$ и $V_s(t) = U(t) \sin(\varphi(t))$ – квадратурные составляющие сигнала.

Составляющие $V_c(t)$ и $V_s(t)$ соответствуют действительной и мнимой частям комплексной огибающей $U(t)$ сигнала $u(t)$.

Рассмотрим порядок получения квадратурных составляющих принимаемого сигнала $u(t)$. Умножение исходного сигнала $u(t)$ на сигнал $v(t) = A \cos(\omega_0 t)$ приводит к формированию сигнала $u_c(t)$ вида:

$$u_c(t) = A U(t) \cos(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = 0.5 A U(t) \{ \cos[\varphi(t)] + \cos[2\omega_0 t + \varphi(t)] \}. \quad (3)$$

Если частота $2\omega_0 t$ несколько превышает максимальную скорость изменения фазы $\varphi(t)/2$, то с помощью фильтра нижних частот можно выделить первое слагаемое в формуле (3):

$$u_{c1}(t) = 0.5AU(t)\cos[\varphi(t)] = kU(t)\cos[\varphi(t)]. \quad (4)$$

Выделенный с помощью фильтра нижних частот сигнал $u_{c1}(t)$ с точностью до постоянного множителя совпадает с квадратурной составляющей $V_c(t)$.

Аналогичным образом формируют вторую квадратурную составляющую путем умножения сигнала $u(t)$ на сигнал $v(t) = A\sin(\omega_0 t)$:

$$u_s(t) = AU(t)\sin(\omega_0 t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = 0.5AU(t)\{\sin[\varphi(t)] + \sin[2\omega_0 t + \varphi(t)]\}, \quad (5)$$

$$u_{s1}(t) = 0.5AU(t)\sin[\varphi(t)] = kU(t)\sin[\varphi(t)]. \quad (6)$$

Этап 5. Определение направления на ИРИ с учетом ориентации БЛА

Для определения направления на ИРИ применяется корреляционно-интерферометрический метод. В основе работы метода лежит сравнение измеренных разностей фаз между элементами антенной решетки (АР) с разностями фаз опорного пространственного сигнала (ОПС), рассчитанными теоретически при данном угле прихода волны. Сравнение реализуется вычислением коэффициента корреляции для двух наборов данных – полученного измерением и теоретического. Теоретический набор данных ОПС необходим для всех возможных направлений прихода радиоволны. За направление пеленга принимается то направление ОПС, для которого коэффициент корреляции с измеренными данными максимален.

Учет ориентации БЛА осуществляется следующим образом. На подготовительном этапе выполняют пространственное описание антенной системы пеленгатора, определяют ориентацию антенной системы в трех плоскостях относительно борта БЛА, определяют предельное соотношение сигнал/шум; задают исходные данные для устройства угловой ориентации БЛА.

В процессе полета БЛА в заданной полосе частот ΔF осуществляют поиск и прием сигналов ИРИ, измерение их пространственных параметров θ_{ij} и β_{ij} в системе координат антенной системы. Одновременно в момент времени t_i определяют местоположение БЛА с помощью глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) ($B_{ips}, L_{ips}, H_{ips}$)_{*i*}. На основе полученных данных осуществляют предварительное определение удаления j -го ИРИ от БЛА и его координаты в левосторонней системе декартовых координат антенной системы пеленгатора.

Далее учитывают ориентацию антенной системы пеленгатора относительно БЛА и положение БЛА в пространстве. Это достигается последовательным переходом из одной системы координат в другую, что удобнее и быстрее выполнять в декартовой системе координат.

В первом преобразовании учитывают априорно известную ориентацию антенной системы относительно БЛА (уточняют координаты ИРИ) на основе данных, полученных на подготовительном этапе. Коррекцию Vn_j осуществляют в плоскости трех углов Эйлера: крена k_{ant} , тангажа l_{ant} и курса a_{ant} .

На следующем этапе осуществляют перевод вектора уточненных координат $V_{uj}=(X''_0, Y''_0, Z''_0)_j$ в геоцентрическую систему координат. Это преобразование учитывает ориентацию БЛА относительно земной поверхности и положение БЛА в пространстве, что позволяет получить истинные геоцентрические координаты ИРИ $V_{zuj}=(X''_0, Y''_0, Z''_0)_j$. Ориентация БЛА обычно задается углами k_{lps} , l_{lps} и ζ_{lps} , которые определяют в каждой точке относительно плоскости, касательной к сферической модели земной поверхности. Ось крена k_{lps} лежит в этой плоскости и направлена на географический север, ось склонения ζ_{lps} перпендикулярна указанной плоскости и направлена к центру Земли, ось тангажа l_{lps} лежит в указанной плоскости таким образом, что тройка осей представляет правую декартову систему координат. Полученный на предыдущем этапе вектор последовательно перемножают на три соответствующие матрицы поворота (относительно каждой из названных осей).

Система координат, в которой на данном этапе находится вектор V_{zuj} , расположена с некоторым поворотом, который зависит от широты и долготы местоположения БЛА. Для окончательного перехода в геоцентрическую систему координат необходимо повернуть V_{zuj} на широту БЛА B_{lps} и $\pi/2$ минут долготу БЛА L_{lps} , используя матрицы поворота, а затем перенести центр системы координат в центр Земли, используя геоцентрические координаты БЛА.

На завершающем этапе преобразуют истинные геоцентрические координаты $V_{zuj}=(X''_0, Y''_0, Z''_0)_j$ местоположения ИРИ в географические координаты $V_{zj}=(B, L, H)_j$.

Этап 6. Статистическая обработка результатов пеленгования

Результаты определения пространственных параметров используются для расчета оценок углов прихода: математического ожидания и среднеквадратического отклонения.

Этап 7. Вывод результатов

Таким образом, предложенный алгоритм позволяет учесть индивидуальные особенности конкретного БЛА и другие факторы, влияющие на точность измерения первичных пространственно-информативных параметров и, тем самым, повысить точность пеленгования ИРИ с использованием БЛА.

- [1] Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. А. М. Рембовского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М: Горячая линия – Телеком, 2010. 624 с.
- [2] Липатников В.А., Соломатин А.И., Терентьев А.В. Радиопеленгация. Теория и практика. – СПб.: ВАС, 2006. 356 с.
- [3] Митянин А.Г., Наумов А.С., Свердлов А.В., Смирнов П.Л., Соломатин А.И., Царик О.В., Шепилов А.М., Шишков А.Я. Способ и устройство определения местоположения источника радиоизлучения. Авторское свидетельство № 2465613, 2012.
- [4] Наливаев А.В., Наумов А.С., Смирнов П.Л., Соломатин А.И., Терентьев А.В., Царик О.В., Шепилов А.М. Способ и устройство определения координат источника радиоизлучения. Авторское свидетельство № 2458360, 2012.

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

Секция «Радиофизические методы измерения
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 16 мая 2017 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.