

**РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО ГАЗОВОГО СПЕКТРОМЕТРА  
ТГц ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА****В.А. Анфертьев, В.Л. Вакс***Нижегородский госуниверситет*

На сегодняшний день актуальной задачей в экологии, медицине, высоких технологиях, безопасности является развитие бесконтактных неразрушающих методов анализа параметров среды. Один из таких методов – молекулярная спектроскопия высокого разрешения, позволяющая с высокой чувствительностью анализировать состав многокомпонентных газовых смесей. Для аналитической спектроскопии терагерцовый (ТГц) частотный диапазон (100 ГГц – 10 ТГц) привлекателен тем, что в нем лежат наиболее интенсивные вращательные спектры многих легких молекул и низкочастотные колебательные спектры поглощения тяжелых органических молекул. Регистрация спектров поглощения газов в ТГц частотном диапазоне с высоким (вплоть до кГц) разрешением является сложной задачей. Она требует как наличия стабильных ( $10^{-8}$ – $10^{-9}$  от несущей частоты) и перестраиваемых в широком диапазоне источников, так и чувствительных приемников ТГц излучения [1].

Одним из перспективных методов получения излучения в ТГц частотном диапазоне является применение умножителей частоты опорного генератора. В качестве умножителей, традиционно используются диоды с барьером Шоттки (ДБШ). Основным недостатком этих элементов является относительно высокая паразитная емкость, что ограничивает их использование для генерации гармоник на частотах свыше 1 ТГц. Более перспективным является умножение частоты с использованием квантовых полупроводниковых сверхрешеток (СР) [2]. СР обладает меньшей паразитной емкостью, чем ДБШ. Существуют хорошие перспективы использования СР в умножителях частоты на высоких номерах гармоник в качестве источника ТГц излучения [3, 4].

В работе показана возможность использования СР в качестве источника ТГц излучения широкодиапазонного спектрометра высокого разрешения. С этой целью были проведены тестовые измерения линий поглощения паров обычной и дейтерированной воды (см. рис.). В качестве источника излучения использовался генератор гармоник на СР, а в качестве приемника ТГц излучения – NbN НЕВ-смеситель [5, 6], работающий в режиме амплитудного детектора. Он характеризуется высокой чувствительностью (3000 В/Вт) и возможностью работать непосредственно в ТГц частотной области по сравнению с обычными детекторами на ДБШ, а также достаточно высоким быстродействием (50 пс). В качестве задающего генератора использовался синтезатор на основе генератора Ганна с диапазоном генерации 112–115 ГГц [1]. С синтезатора частотно-модулированное излучение поступало на умножитель частоты на СР, а с умножителя – в измерительную кювету с исследуемыми парами воды, частоты линий поглощения которых известны из каталога молеку-

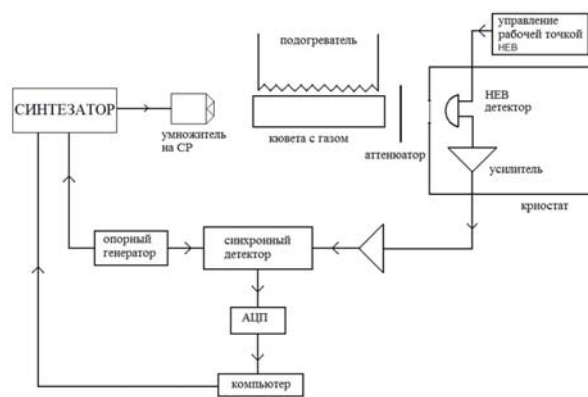


Рис.

лярных спектров [7]. Исследуемое излучение из кюветы через окно криостата заводилось на NbN НЕВ-смеситель, работающий в режиме амплитудного детектора. В результате проведенных экспериментальных исследований удалось зарегистрировать линии поглощения  $\text{H}_2\text{O}$ : 1,72 ТГц (15-ая гармоника), 1,92 ТГц (17-ая гармоника) и  $\text{HDO}$ : 1,49 ТГц (13-ая гармоника).

Таким образом, показана возможность применения генератора гармоник на СР в качестве источника и НЕВ-детектора в качестве приемника излучения для ТГц спектрометра высокого разрешения. Были измерены линии поглощения обычной и дейтерированной воды в ТГц диапазоне частот. Намечены перспективы улучшения характеристик спектрометра.

Дальнейшее направление работы связано с увеличением чувствительности по коэффициенту поглощения и разрешению по частоте спектрометра. Для достижения этих целей будет необходимо уменьшить шаг перестройки по частоте синтезатора и осуществить селекцию гармоник СР.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№2014/134) а также при поддержке гранта Правительства Российской Федерации № 11.G34.31.0066.

- [1] Vaks V. // J. of IR, MM and THz Waves. 2012. V.33. No. 1. P. 43.
- [2] Esaki L. and Tsu R. // IBM J. Res. Dev. 1970. V. 14. No 61. P. 61.
- [3] Павельев Д.Г., Демарина Н.В., Кошуринов Ю.И. и др. // ФТП. 2004. Т. 38. Вып. 9. С. 1141.
- [4] Павельев Д.Г., Кошуринов Ю.И., Иванов А.С. и др. // ФТП. 2012. Т. 46. Вып. 1. С. 125.
- [5] Пентин И.В., Смирнов А.В., Рябчун С.А. и др. // Журн. техн. физ. 2012. Т. 82. Вып. 7. С. 75.
- [6] Tretyakov I., Ryabchun S., Finkel M. et. al. // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 98. P. 033507.
- [7] <http://spec.jpl.nasa.gov/ftp/pub/catalog> (дата обращения 20.09.2012).

## МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ СПЕКТРОСКОПИИ ТЕРАГЕРЦОВОГО (ТГц) ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

А.Ф. Башмаков, В.Л. Вакс

Нижегородский госуниверситет

В наше время актуальна задача разработки неразрушающих методов анализа биологических тканей, молекул и газовых смесей. Высокая разрешающая способность важна для решения задач в физике, медицине, химии и биологии, для диагностики заболеваний, обеспечения средств безопасности и контроля высокотехнологичных процессов. Наилучшее приближение к теоретическому пределу чувствительности при высокой разрешающей способности (около десятков кГц), ограниченной лишь эффектом Доплера, обеспечивает метод газовой нестационарной спектроскопии терагерцового (ТГц) частотного диапазона. Для спектроскопии ТГц частотный диапазон привлекателен тем, что в нём лежат наиболее интенсивные вращательные спектры многих легких молекул и низкочастотные колебательные спектры поглощения тяжелых органических молекул.

Одна из возможностей повышения чувствительности метода связана с повышением коэффициента поглощения исследуемого вещества. Предлагается подход, основанный на использовании сверхзвуковых молекулярных пучков (СМП), применение которых приводит к «вымораживанию» верхних энергетических уровней и росту населенности нижних, что дает увеличение разности населенностей на основных вращательных переходах газов.

Оценим отношение коэффициента поглощения для СМП (1) к коэффициенту поглощения для стационарного газа (2):

$$\gamma(\omega, t) = \pi \omega_{ab} (c\hbar)^{-1} D_{ab}^2 \rho_0 S \beta y^{-4} / (\Delta\omega - \omega(V_0 - \alpha y)^2 / c) + (1/T_2) + (T_1/T_2) \xi^2, \quad (1)$$

где  $\xi = E_0 D_{ab} / \hbar$ ,  $y$  – продольная координата в пучке,  $c$  – скорость света,  $\hbar$  – постоянная Планка,  $D$  – дипольный момент отдельной молекулы,  $S$  – сечение пучка,  $\beta$  – коэффициент пропорциональности ( $[\beta] = [\text{см}^4]$ ),  $\alpha$  – коэффициент затухания скорости,  $\omega_{ab}$  – центральная частота линии поглощения, время  $T_1$  связано с релаксацией величины  $\Delta N(t)$  и обусловлено диагональными элементами матрицы плотности, время  $T_2$  связано с релаксацией частей поляризуемости  $Pi(t)$  и  $Pr(t)$ , оно обусловлено недиагональными элементами матрицы плотности,  $\rho_0$  – плотность молекул.

$$\gamma_{ab}(\omega) = 4\pi^2 D_{ab}^2 (N_b - N_a) \omega_{ab}^3 L(\omega_{ab} - \omega) / \hbar \omega^2 c, \quad (2)$$

где  $\omega$  – частота воздействующего излучения,  $D_{ab}$  – матричный элемент дипольного момента,  $L(\omega_{ab} - \omega)$  – нормированный лоренцев контур линии,  $N_b - N_a$  – разность населенностей,  $\hbar$  – постоянная Планка,  $c$  – скорость света.

Формулу коэффициента поглощения для молекулярных пучков преобразуем в соответствии с двумя предположениями. Во-первых, допустим, что скорость вдоль продольной координаты не меняется, т.е.  $\alpha = 0$ . Во-вторых,  $(T_1/T_2) \xi^2 \ll (1/T_2)^2$ , поскольку последнее слагаемое в знаменателе отвечает за насыщение мощностью, а мы работаем вдалеке от этого режима. При рассмотрении стационарного газа в

формуле (2) нормированный лоренцев контур заменим на его максимальное значение. Тогда, после преобразований получим требуемое соотношение:

$$\gamma_{\text{пучка}}/\gamma_{\text{стан}} = \beta\omega^2\gamma^3 S/12T_2\omega_{ab}^2(N_b-N_a)[(\Delta\omega - \omega V_0/c)^2 + (1/T_2)^2]. \quad (3)$$

Использование сверхзвуковых молекулярных пучков (СМП) увеличит коэффициент поглощения на два порядка [1].

Другим подходом к повышению коэффициента поглощения является применение многопроходовой кюветы вместо стандартной ячейки длиной 1 м.

Многопроходовая кювета устроена по образцу резонатора: внутри располагаются два зеркала (см. рис.): одно – жестко закрепленное, в центре которого находится сопло для впрыска СМП, соосно, на расстоянии сантиметра от оси, располагаются выфрезерованные в зеркале рупора для ввода и вывода излучения; и второе – подвижное, подстраиваемое снаружи микрометрическим винтом. В резонаторе используются медные конфокальные зеркала с золотым напылением, (пленка толщиной 1 мкм) диаметром 120 мм, с фокусным расстоянием 200 мм, и радиусом кривизны 400 мм. Благодаря такому устройству внутри кюветы происходит многократное переотражение излучения, вследствие чего удается увеличить длину взаимодействия излучения с веществом в несколько раз, по сравнению со стандартной ячейкой, что повышает чувствительность метода на несколько порядков.

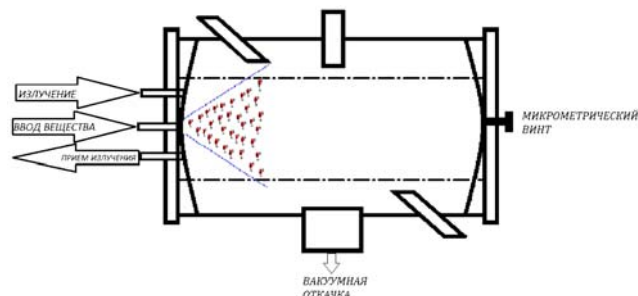


Рис.

В результате исследования показана перспективность использования метода СМП совместно с многопроходовой резонаторной кюветой. Комбинированное применение данных методик повысит чувствительность спектрометра как минимум на четыре порядка.

Работа выполнена в рамках программы развития ГОУ ВПО «Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» на 2009-2018 годы.

[1] Vaks V., Domracheva E., Sobakinskaya E., Chernyaeva M. // J. of Appl. Phys. 2012. V. 111. P.074903.

**ВНУТРЕННЯЯ СРАВНИТЕЛЬНАЯ КАЛИБРОВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ СПОСОБНОСТИ И ЭПР ОБЪЕКТОВ В ИХ БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ**

Ю.И. Белов<sup>1</sup>, Е.Л. Варенцов<sup>2</sup>, М.И. Дудкин<sup>2</sup>, И.А. Илларионов<sup>2</sup>,  
А.Е. Шульдин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Научно-исследовательский радиофизический институт

<sup>2</sup>Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю.Е. Седакова

В ряде задач прикладного применения необходимо исследовать характеристики рассеяния различных объектов в их ближней зоне.

При измерении полей обратного рассеяния в дальней зоне испытуемых объектов интенсивность измеряемых сигналов падает пропорционально 4-й степени расстояния от объекта до приемопередатчика. Измерения полей рассеяния от объектов в их ближней зоне демонстрируют увеличение интенсивности сигналов обратного рассеяния, так как в ближней зоне плотность потока в так называемом «прожекторном» луче выше, чем в главном луче диаграммы направленности [1], что определяет привлекательность измерений характеристик обратного рассеяния объектов в их ближней зоне.

Векторные измерения полей (амплитуды и фазы) обратного рассеяния объектов в их ближней зоне позволяют восстанавливать отражательную способность объекта и рассчитывать его эффективную площадь рассеяния (ЭПР) с помощью одного из алгоритмов обработки, называемого инверсным апертурным синтезом (ISAR) [2].

Авторами разработана измерительная система для исследования характеристик рассеяния различных объектов в их ближней зоне, расположенная в безэховой камере (БЭК). В состав системы входит опорно-поворотное устройство с диэлектрической ( $\epsilon_{\text{отн}} \sim 1$ ) колонной, которое вращает исследуемый объект вокруг вертикальной оси, приемной и передающей антенн, подключенных к ним векторного анализатора цепей и системы автоматизированного управления, обеспечивающей согласованную работу всего комплекса. В качестве измерительных антенн применяются открытые концы прямоугольных волноводов стандартных сечений, пирамидальные рупоры, а также сверхширокополосные рупорные антенны на базе волновода Н-образного сечения с рабочей полосой частот более двух октав. В качестве пакета программирования процедуры измерения и обработки был выбран LabView как удобное средство для инженерного программирования. С помощью пакета и набора средств графического отображения реализована возможность контролировать результаты расчетов на каждом этапе обработки данных.

К измеренным векторным анализатором цепей данным ( $S_{21}$ ) как функции двух аргументов – угла поворота объекта вокруг азимутальной оси и частоты излучения, изменяемой в пределах рабочего диапазона антенн, – применяется интегральный оператор, использующий фокусирующую функцию, которая компенсирует затухание и фазу рассеяния сферической волны, отраженной от каждого из точечных, невзаимодействующих, ненаправленных рассеивателей (которыми моделируется

исследуемый объект). Полученный результат – распределение отражающей способности – позволяет с помощью преобразования Фурье и нормировочной процедуры (измерения сигналов обратного рассеяния от калибровочного объекта, например, сферы) получить распределение ЭПР испытуемого объекта.

Таким образом, экспериментальные данные получаются вследствие косвенных измерений, погрешности которых определяются как инструментальными, так и методическими ошибками. Оценивание и уменьшение этих ошибок различными приемами, включая электромагнитное моделирование отдельных составляющих установок, является важной задачей, решавшейся в настоящей работе.

Авторами развит подход к процедуре оценки и уменьшения составляющих погрешностей измерений, аналогичный методу внутренних сравнительных калибровок [3], который также подразумевает проверку корректности измерений. Внутренние сравнительные калибровки используют априорную информацию о характеристиках рассеяния калибровочного объекта и обеспечивают превращение измерительной системы в прецизионную, когда погрешность измерений характеристик любых объектов практически будет соответствовать погрешности измерения сигналов от калибраторов (были использованы металлические сферы).

Метод внутренних калибровок позволил, например, с помощью исследования характеристик регулирования и стабильности скорости вращения автоматизированной системы управления поворотным устройством улучшить точность позиционирования до 1,5 угл. мин.

Для увеличения отношения сигнал/шум принимаемого сигнала эмпирическими методами реализован минимальный коэффициент связи между излучающей и приемной антеннами. Для корректного восстановления отражающей способности объектов проведена поправка измеренных данных на дисперсионные характеристики измерительных антенн и положение координат фазового центра в зависимости от частоты излучения.

Для ослабления эффектов влияния окружающих предметов на результаты измерения была применена калибровка на пространственный фон, то есть была выполнена векторная коррекция (вычитание) сигнала, полученного от измеряемого объекта, на сигнал, полученный от опорно-поворотного устройства и стен БЭЖ в отсутствие цели.

Полученные экспериментальные результаты измерений распределений отражательной способности и диаграмм обратного рассеяния (распределение ЭПР по азимутальному углу) простых форм (сфер, цилиндра, параллелепипеда) и их объединений демонстрируют перспективность использования системы для измерений полей рассеяния от объектов в их ближней зоне.

[1] Taylor J.M., Terzuoli A.J. // IEEE AP-S Int. Symp. Canada. 1997. P. 1172.

[2] Broquetas A., Palau J., Jofre L. // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 1998. V. 46, No. 5. P. 730.

[3] Slater D. Near-Field Antenna Measurements. – Artech House Inc., 1991. P.310.

**АНАЛИЗ НАДЁЖНОСТИ И ТЕХНОЛОГИЧНОСТИ КОНСТРУКЦИИ СВЧ-АТТЕНУАТОРА****С.Н. Григорьев***ФГУП НПП «Салют»*

Рассмотрим основные технические критерии выбора модели проектируемого согласованного резисторного СВЧ-аттенуатора повышенной мощности рассеивания на примере конструкции, предназначенной для измерителей поглощаемой мощности типа «МЗ-106» и «МЗ-108»:

1. сопротивление нагрузки  $R_n = 50 \text{ Ом}$  ( $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{вых}} \approx 50 \text{ Ом}$ );
2. предельная СВЧ-мощность рассеивания (поглощения)  $P_{\text{max СВЧ}} = 1,5 \text{ кВт}$  для ваттметра типа «МЗ-106» и  $P_{\text{max СВЧ}} = 2 \text{ кВт}$  для ваттметра типа «МЗ-108»;
3. номинальное значение ослабления  $\alpha_{\text{ном}} = 40 \text{ дБ}$ ;
4. неравномерность АЧХ в диапазоне частот  $50 \text{ Гц} \dots 1,2 \text{ ГГц}$   $A_{\text{max}} = \pm 1,2 \text{ дБ}$  для ваттметра типа «МЗ-106» и в диапазоне частот  $50 \text{ Гц} \dots 2,0 \text{ ГГц}$   $A_{\text{max}} = \pm 0,5 \text{ дБ}$  для ваттметра типа «МЗ-108»;
5. значение  $KCB_{U \text{ вх}} \leq 1,15$  для ваттметра типа «МЗ-106» и  $KCB_{U \text{ вх}} \leq 1,05$  для ваттметра типа «МЗ-108».

Среди вышеперечисленных оптимальных критериев наибольшую сложность для их реализации представляют значения предельной мощности рассеивания и неравномерность АЧХ в широком частотном диапазоне, начиная от  $50 \text{ Гц}$  и кончая  $1,2 \dots 2,0 \text{ ГГц}$ .

При разработке СВЧ-аттенуаторов повышенной мощности необходимо выполнение ряда взаимно противоречивых требований. В анализируемой конструкции требование обеспечения высокой предельной мощности сводится к увеличению габаритных размеров аттенуатора за счёт увеличения количества поглощающих резистивных элементов, выполняемых на стандартных диэлектрических подложках. Сопутствующее этому увеличение количества паянных соединений с применением медной (Cu) фольги приводит не только к сложностям обеспечения допустимых значений  $KCB_U$  и неравномерности АЧХ в заданном диапазоне частот, но и к снижению надёжности [1].

С точки зрения мощностных и тепловых характеристик СВЧ-аттенуатора [1], его конструкцию можно условно разделить на две составные части (см. рис.).

Входные тонкоплёночные резистивные структуры, выполненные в виде пакетов и соединённые последовательно, имеют суммарное сопротивление  $R_{\Sigma} \approx 43,91 \text{ Ом}$ . При входном и выходном сопротивлении аттенуатора  $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{вых}} \approx 50 \text{ Ом}$  на данных резистивных структурах будет рассеиваться основная часть подаваемой на вход мощности (приблизительно 80%).

Выделяемая в исследуемых структурах тепловая энергия в виде джоулевых потерь отводится в основном за счёт механизма теплопроводности и теплопередачи через боковые грани пакетов к основанию корпуса, в котором выполнены сквозные диаметральные отверстия для принудительного воздушного охлаждения с использованием пары мощных вентиляторов. В конструкции СВЧ-аттенуатора обеспечено минимальное тепловое сопротивление между боковыми гранями резисторных плат и стенками волновода.

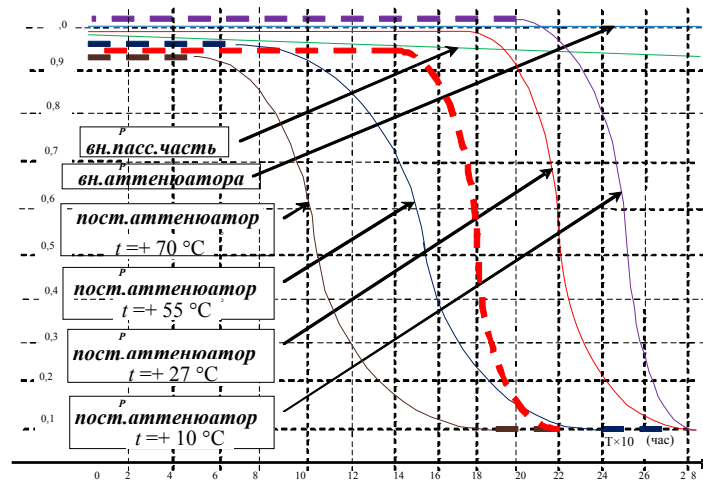


Рис.  $P_{\text{вн.аттенюатора}}$  – вероятность безопасной работы по внезапным отказам СВЧ – аттенюатора;  $P_{\text{вн.пасс.часть}}$  – вероятность безопасной работы по внезапным отказам пассивной части СВЧ – аттенюатора;  $P_{\text{пост.аттенюатора}}$  – вероятность безопасной работы по постепенным отказам СВЧ – аттенюатора, при различных температурах внешней среды  $t = -10 \dots +70^\circ\text{C}$

Интересно отметить, что сам корпус совмещён с теплоотводящим радиатором, выполненным из алюминиевого сплава В-95 в виде сквозных отверстий по бокам (в СВЧ-аттенюаторе ваттметра типа «МЗ-108» – в виде стандартного профиля) [1].

Необходимо признать, что в гораздо меньшей степени здесь присутствует рассеяние СВЧ-мощности в виде слабо выраженного, многократного переизлучения тепловых волн ИК-диапазона (не более 5 %).

[1] Григорьев С.Н. // Проектирование и технология электронных средств. 2009, № 3. С. 19.

### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АНАЛИЗА ГЛАЗКОВОЙ ДИАГРАММЫ ДЛЯ ВРЕМЕННОЙ ПОДСТРОЙКИ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИИ ФМ СИГНАЛОВ

А.И. Морозова, М.М. Сорохтин

Нижегородский госуниверситет

С развитием цифровой передачи данных большую актуальность приобретают алгоритмы обнаружения сигналов, определения вида модуляции сигналов и их демодуляции. При этом большое значение имеет временная синхронизация, с по-



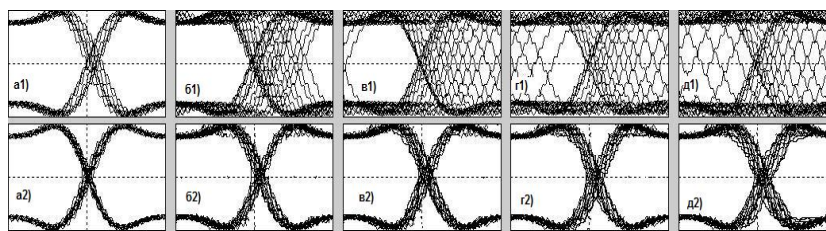


Рис. 1

мостью которой можно учесть ошибку времени прихода сигнала и, учитывая его искажение по времени, обеспечить точность детектирования.

Во многих современных приборах для визуального исследования сигналов используется специфический метод представления цифрового сигнала – суммарный вид всех битовых периодов измеряемого сигнала за время оценки, наложенных друг на друга, называемый глазковой диаграммой. На стандартный вид глазковой диаграммы могут повлиять различные факторы, оказывающие воздействие на сигнал в процессе его формирования и (или) прохождения по каналу связи.

Количественные характеристики диаграммы могут дать информацию для алгоритмов обнаружения факта наличия модулированного сигнала и определения параметров модуляции. В данной работе разработан алгоритм количественного анализа основных характеристик глазковых диаграмм, с помощью которого можно более точно судить о качестве передачи и вероятности появления ошибок, вызванных различными факторами.

Алгоритм обнаружения сигнала заключается в следующем: по мере накопления битовых периодов сигнала, пришедших с демодулятора, строится глазковая диаграмма. На каждом шаге ее построения рассчитываются математическое ожидание и дисперсия следующих характеристик глазковой диаграммы: глазковая ширина и высота, горизонтальное глазковое открытие, период, ширина и высота глазкового пересечения. Когда же количество пришедших битовых периодов достигает заданного значения, по оценке вычисленных моментов принимается решение о наличии сигнала в канале связи.

Подстройка глазковой диаграммы по времени выполняется следующим способом: вычисляется максимальное значение горизонтальной гистограммы, затем это значение сравнивается со значением истинного максимума горизонтальной гистограммы. По разнице этих двух величин подстраивается диаграмма, и осуществляется детектирование пришедшего сигнала уже по скорректированной диаграмме. После детектирования подстроенная диаграмма уже не нужна, приходят новые отсчеты сигнала, по которым снова строится глазковая диаграмма, к которой применяется алгоритм подстройки.

Результат работы алгоритма временной подстройки приведен на рис. 1. Здесь была выполнена подстройка ФМ сигнала, скорость передачи которого изменил эффект Доплера. Коэффициент вклада эффекта Доплера: от а)  $10^{-5}$  от длины бита, до д)  $5 \cdot 10^{-4}$ . Результаты получены для случаев без временной подстройки (1) и с временной подстройкой (2).

Работа алгоритма распознавания сигнала была протестирована на модельных сигналах со скоростями передачи 2400 Гц, 4800 Гц и 9600 Гц. Результаты, полученные при различных искажающих факторах в канале связи, приведены на рис. 2, здесь показаны кривые вероятности необнаружения сигнала в зависимости от шумовой ситуации в канале связи: а) без доплеровского искажения, б) при доплеровском изменении скорости  $\sim 10^{-4}$ .

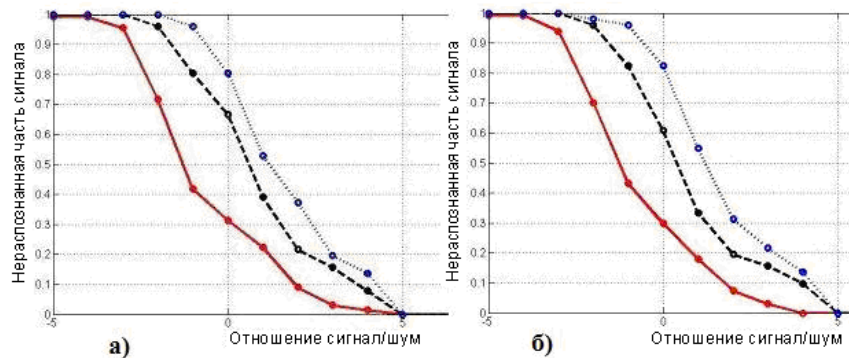


Рис. 2

Объединяя алгоритмы обнаружения и временной подстройки, получаем универсальный приемник, который может находить и принимать сигналы с параллельной временной подстройкой. Т.к. оценка на этапе распознавания производится по сравнительно малому количеству битовых периодов относительно целого сигнального сообщения, можно сказать, что подстройка по времени вносит только незначительную временную задержку, что и обеспечивает работу приемника в реальном времени.

[1] Красносельский И.Н. // Электросвязь. 1997, № 6.

[2] Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991, 296 с.

## САМОУПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ВХОДА СВЧ ПРИЕМНИКОВ

О.С. Орлов

НПП «Салют»

Принцип действия устройств защиты (ЗУ) основан на изменении проводимости структурных схем при воздействии на схему приемника СВЧ сигналов, превышающих определенный уровень мощности. Для ограничения и управления мощностью в высокочастотном диапазоне могут использоваться диоды разного типа: с рп- и рп- переходом, с барьером Шоттки, а также варакторы [1]. Однако для ограниче-

ния высокого уровня мощности СВЧ диоды точечного типа с барьером Шоттки и с  $pn$ - и  $pin$ - переходами, имеющие низкий порог ограничения и большие потери мощности сигнала при работе в допороговой области, практически не используются. Значения вещественной и мнимой частей проводимости такого ограничительного диода сложным образом зависят от тока управления и мощности высококачественного сигнала [1].

Можно выделить несколько типов динамических характеристик ЗУ, как пока-

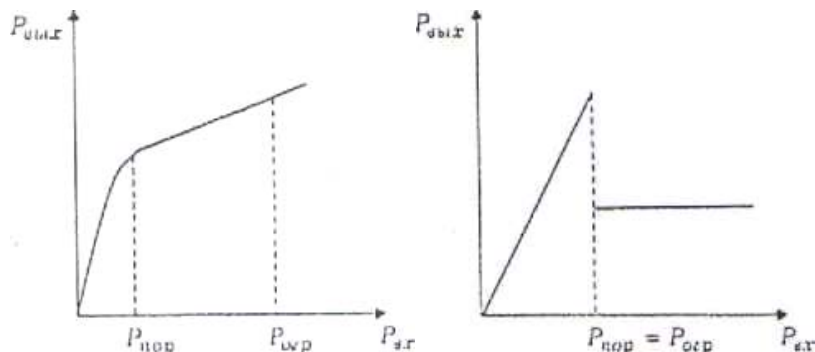


Рис. 1. Виды динамических характеристик самоуправляемых устройств: а) плавно-монотонная; б) N-образного типа

зано на рис. 1. Это ограничители и блокирующие устройства [2].

В целях миниатюризации ЗУ [2, 3] разработана методика расчета зависимости импеданса структуры от подаваемой мощности для достаточно тонкой полупроводниковой структуры типа « $p+prp+$ ».

Устройство разработано как монолитное самоуправляемое защитное устройство, сочетающее в себе свойства детектора и тонкобазового  $pin$ -диода, которые связаны по постоянному току согласно дрейфовому механизму проводимости.

Достигнуто улучшение электрических параметров, так как полупроводниковая структура типа «квазитристора» выполнена в виде двух взаимодействующих  $pn$ -переходов с чередованием по типу проводимости « $p+prp+$ ». При этом одна из внутренних областей структуры, база  $n$ -типа, является высокоомной, удельное сопротивление которой больше сопротивления области  $p$ , смежной с базовой областью, на величину перепада сопротивления структуры при переходе в проводящее состояние.

В рассматриваемой структуре переключение происходит в результате СВЧ инжекции, т.е. распространения вдоль базы «полувольты» инжектированных СВЧ полем неравновесных носителей заряда. При достижении носителями заряда области пространственного заряда (ОПЗ) внутреннего запятого  $pn$ -перехода происходит изменение зарядового состояния, нарушается условие электронейтральности в ОПЗ и переход открывается [2]. Для этого необходимо, чтобы мощность входного сиг-

нала была достаточна для обеспечения напряжения пробоя. Характеристики устройства миллиметрового диапазона волн показаны на рис. 2.

Самоуправляемые устройства с  $N$ -образной характеристикой на основе «р+рп+»-структуры позволяют наиболее просто (по сравнению с многодиодными комбинированными схемами) решать следующие задачи: повысить степень миниатюризации (единственная структура без внешних цепей питания и управления), т.к. отпадает необходимость построения ЗУ как многоэлементной структуры; уменьшить время срабатывания по переднему и заднему фронту мощного СВЧ импульса, а также выделяемое в структуре тепло за счет скачкообразного перехода между состояниями с высоким и низким импедансами.

На основе приведенных расчетных соотношений и предложенной модели четырехслойной структуры самоуправляемого ЗУ были получены следующие результаты. Входная мощность, при которой происходит переключение структуры из непроводящего состояния в проводящее, была равной 1 Вт. В проводящем состоянии активное сопротивление структуры – 6 Ом; ток через структуру – 1 мА; падение напряжения на структуре – 0,16 В; коэффициент отражения в 50-омном тракте – 0,8. В непроводящем состоянии активное сопротивление структуры – 40 кОм; ток через структуру в режиме прохождения СВЧ сигнала менее 0,2 мА; коэффициент отражения в 50-омном тракте – 0,015. Таким образом, расчет и исследования твердотельных самоуправляемых (защитных) устройств показали их несомненную перспективность в приеме-передающих СВЧ радиосистемах.

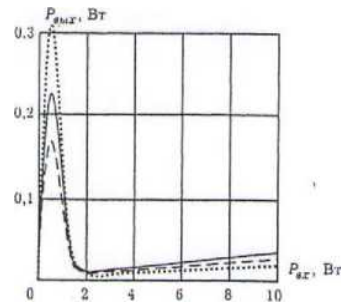


Рис. 2. Характеристика СВЧ квазитристора

[1] Лебедев И.В., Семенча М.В. // Радиотехника. 2001. №2. С. 75.

[2] Орлов О.С. Полупроводниковая структура. А.С. № 091672 от 27.09.1983. С. 4.

[3] Орлов О.С. // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1987. Вып. 10(404). С. 29.

## ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ СИНТЕЗА СХЕМ ДИПЛЕКСЕРОВ

Э.Л. Привер

НПП «Салют»

Диплексеры (устройства разделения радиосигналов по частотам на два канала) широко применяются в технике средств связи [1, 2]. Построение схем диплексеров осуществляется в большинстве случаев путем объединения входов частотно-селективных звеньев, при этом, как правило, полоса пропускания одного из звеньев находится в полосе заграждения другого.

Синтез схем звеньев должен производиться таким образом, чтобы при объединении сохранялась заданная форма их АЧХ [2]. На практике нередко возникает необходимость проектирования диплексеров на основе звеньев типа ППФ (полосно-пропускающих фильтров), являющихся готовыми изделиями. Непосредственное соединение их входов может привести к существенному искажению АЧХ. Для исключения этого фактора в работе [1] предлагается подключать входы ППФ к источнику сигнала через развязывающие резисторы, но в этом случае возрастают вносимые потери, что нежелательно при использовании диплексеров в качестве преселекторов сигналов. В данной работе предлагается простой метод синтеза диплексеров без внесения избыточных потерь.

Для того чтобы обеспечить сопряжение ППФ в диплексер, необходимо, чтобы для каждого из них в пределах собственной полосы пропускания обеспечивался режим холостого хода (ХХ) со стороны другого ППФ. Сущность метода заключается в том, что выполнение данного условия достигается за счет подключения к входам ППФ фазовращающих звеньев. Блок-схема диплексера приведена на рис. 1.

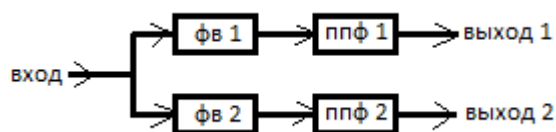


Рис. 1

Схема содержит две фазовращающие цепи ФВ1, ФВ2 (вносящие фазовые сдвиги  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ ) и два фильтра – ППФ1 и ППФ2 с центральными частотами АЧХ  $f_1$  и  $f_2$ . Как же найти величины  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ , чтобы обеспечивался режим ХХ в точке соединения ФВ1 и ФВ2? Для этого нужно определить величины коэффициентов отражения входов ППФ1 ( $S_{11-1}$ ) и ППФ2 ( $S_{11-2}$ ) путем аппаратных измерений или моделирования их схем. Пусть  $S_{11-1} = \exp(j\varphi_3)$  на частоте  $f_2$ , а  $S_{11-2} = \exp(j\varphi_4)$  на частоте  $f_1$ . Для обеспечения режима ХХ необходимо выполнение следующих условий:  $\varphi_1 = \varphi_3/2$ ,  $\varphi_2 = \varphi_4/2$ . Если фазовый сдвиг  $\varphi > 0$ , то фазовращатели реализуются в виде отрезков линии передачи с электрической длиной равной  $\varphi_1$  (или  $\varphi_2$ ), а если  $\varphi < 0$ , то в виде фильтров верхних частот (ФВЧ) [3].

Приведем пример синтеза схемы диплексера дециметрового диапазона длин волн: ППФ1 и ППФ2 – трехконтурные фильтры,  $f_1 = 800$  МГц,  $f_2 = 1200$  МГц, относительная полоса пропускания ППФ – 10%. Фазы коэффициентов отражения входов ППФ (определены моделированием схем ППФ в программе Qucs) равны:  $\varphi_3 = 34,1^\circ$  и  $\varphi_4 = -32,6^\circ$ . ФВ1 выполнен в виде отрезка микрополосковой линии передачи с электрической длиной  $17^\circ$  ( $\varphi_1$ ), а ФВ2 – в виде трехэлементного П-образного ФВЧ с  $\varphi_2 = 16,3^\circ$ . Результаты моделирования

АЧХ диплексера приведены на рис. 2 (вход – выход 1) и рис. 3 (вход – выход 2).

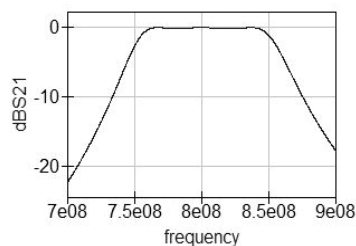


Рис. 2

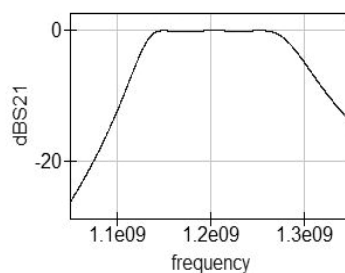


Рис. 3

Предлагаемый в данной работе метод позволяет осуществлять синтез схем диплексеров, содержащих в своем составе в качестве элементов готовые (ранее разработанные, серийно выпускаемые) полосно-пропускающие фильтры.

- [1] Херреро Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров./Пер. с англ. И.В. Соловьева. Под ред. И.С. Гоноровского – М.: Сов. радио, 1971. С. 201.
- [2] Кузинец Л.М., Метузалем Е.В., Рыманов Е.А. Приемная телевизионная техника. Справочник. – М.: Связь, 1968. С. 413.
- [3] Карпов В.М., Малышев В.А. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами. – М.: Радио и связь, 1984. С. 25.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОЦЕССА РАССЛОЕНИЯ ВОДОМАСЛЯНОЙ ЭМУЛЬСИИ НА ОТРАЖЕНИЕ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН ОТ ЕЁ СЛОЯ НА ВОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

И.В. Ракуть

*Научно-исследовательский радиофизический институт*

В наших исследованиях зависимости диэлектрической проницаемости (ДП) водонефтяной эмульсии от её объёмного водосодержания делалось ограничение на максимальное значение водности [1]. Это ограничение следовало из данных [2] о неустойчивости эмульсии при водности выше 20%. Однако ряд исследователей нефтяных разливов, применяющих радиометрические методы для обнаружения разлива, приводят данные о диэлектрической постоянной эмульсии с водностью до 50% [3], считая такие значения естественными для природных условий. Нами предполагалось, что за время порядка трёх часов при проведении цикла измерений для каждой водности в эмульсионной плёнке на водной подложке не происходит изменения её агрегатного состояния, заметно изменяющего коэффициент отражения данной системы. При измерениях производилось последовательное увеличение толщины слоя от 0 мм до 5 мм с шагом 0,3 мм добавлением порций эмульсии в

измерительную кювету из постоянно перемешиваемого объёма. Однако при этом каждая новая порция эмульсии смешивалась с уже образовавшимся на воде слоем под действием гравитационных сил и текучести эмульсии. Важно, что имелся слой эмульсии, в котором отсутствовали процессы эмульгирования и специальные эмульгаторы. Это должно способствовать процессу расслоения и выделению из эмульсии воды с увеличением уровня водной подложки, уменьшению толщины слоя эмульсии и её ДП. Совокупность этих факторов обязана менять величину отражения излучения подсветки, падающего на поверхность эмульсионного слоя на воде, и усиливать при увеличении водности толщину эмульсионного слоя.

Целью данной работы являлось исследование указанных процессов и их взаимосвязь. Для создания эмульсии использовалось веретённое масло, являющееся нефтепродуктом, но обладающее значительной прозрачностью по сравнению с нефтью. Прозрачность масла позволила фиксировать наблюдаемые визуально изменения агрегатного состояния эмульсии в соответствии с изменениями коэффициента отражения СВЧ излучения, измеряемого радиометрическим методом. Исследовались эмульсии с водностью от 10% до 40%. Измерения проводились с помощью двух стендов, подобный стенду в работе [1] и работающих по методу однопозиционной подсветки. Первый стенд имеет фокусирующую антенну [4], а второй – рупорную. Оба работают в 8-ми мм диапазоне. Фокусирующая антенна позволила определять распределение коэффициента отражения по толщине исследуемого слоя и соотносить обнаруживаемые аномалии с границами ряда возникающих подслоев у расслаивающегося во времени налитого слоя свежеприготовленной эмульсии. Начальные измерения показали, что использование водной подложки для наливаемой в кювету эмульсии уменьшает время выпадения основной доли водной фракции эмульсии. При этом также обеспечивается совпадение осей антенн с нормалью ко всем границам динамически меняющейся многослойной системы.

Эксперименты показали: при двухчасовом отстаивании слоя  $22 \div 39$  мм эмульсии она расслаивается на четыре динамичных подслоя (при водности  $> 20\%$ ). Происходит постепенное увеличение толщины второго слоя и соответствующее квазипериодическое изменение коэффициента отражения ( $K_{отр}$ ). Количество периодов зависит от конечной толщины второго слоя, которая будет достигнута после  $\sim 97\%$  выпадения воды из эмульсии в четвёртый слой. Наблюдалось до пяти периодов за  $2,5 \div 3$  часа. Изменение наблюдаемого  $K_{отр}$  эмульсии относительно  $K_{отр}$  воды составляло до 24%. В нижний (четвёртый) слой постепенно выпадает вода эмульсии и его толщина растёт вверх от уже негладкой границы водной подложки. Проявление верхней границы четвёртого слоя наблюдается при накоплении в нём  $\sim 90\%$  воды эмульсии в виде плотного скопления капель в масляной оболочке диаметром до 1,5 мм, поэтому четвёртый слой – не эмульсия. Далее происходит рост  $K_{отр}$ , а четвёртый слой уменьшается к своей верхней границе за счёт постепенного перехода воды нижних капель в водную подложку со сдвигом её неровной границы вверх. Одновременно с этим второй слой растёт вниз, а третий уменьшается вниз. Через  $3 \div 4$  часа третий и четвёртый слои имеют по  $3 \div 4$  мм толщины и  $\sim 95\%$  воды из водомасляной эмульсии выпадает в водную подложку. Через 12 часов четвёртый

слой исчезает, а через несколько дней постепенно исчезает и третий слой. Далее меняются два слоя: первый – около 4 мм масла, а второй – эмульсия с водосодержанием  $< 1\%$ . За несколько недель второй слой постепенно просветляется за счёт движения вниз его мельчайших капелек воды и их перехода в воду подложки. В конце расслоения остаётся прозрачное масло на поверхности воды с увеличенным уровнем за счёт воды, выпавшей из эмульсии. На границе масла и воды образуется толщиной  $< 1$  мм ржавая плёнка, легко рвущаяся и провисающая хлопьями в воду.

Определено, что у измеренных эмульсий из веретённого масла для всех водностей с момента наливания их на воду существует первый этап расслоения, в который в эмульсии визуально незаметно изменений, а радиометрами наблюдается уменьшение коэффициента отражения исследуемой среды с достижением почти полного поглощения. Длительность этого этапа зависит от толщины слоя эмульсии, её водности, времени и метода её создания. Данный эффект наблюдался для 40%-процентных эмульсий и на установке с рупорной антенной, причём для водонефтяной эмульсии первый этап в три раза дольше. Этим явлением можно объяснить обнаруженное в [1] расхождение значений мнимой части ДП эмульсий с водностью до 20%, полученных экспериментально и рассчитанных по несимметричной формуле смешивания.

- [1] Ракуть И.В., Савельев В.Ю. // В кн.: Тр. 16-й науч. конф. по радиофизике. 11-18 мая 2012 г. /Ред. А.В.Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2012. С.138.
- [2] Кричевский Е.С. и др. Теория и практика экспрессного контроля влажности твердых и жидких тел. / Ред. Е.С. Кричевского. – М.: Энергия, 1980, 240 с.
- [3] Skou N. // IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing. 1986. No.3. P.360.
- [4] Ракуть И.В., Пелюшенко С.А., Пелюшенко А.С., Железняков Ю.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2005. Т. 48, № 10-11. С. 890.

## **ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПРЕДСКАЗАНИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ В ЗАДАЧЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДВИЖЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ**

**Ю.А. Семин, А.В. Рябых**

*Нижегородский госуниверситет*

Искусственные спутники Земли (ИСЗ) используются в различных областях человеческой деятельности. Для решения большинства задач возникает необходимость в получении сведений о положении спутника на текущий момент времени. Чаще всего используют информацию о параметрах некоторой модели, аппроксимирующей траекторию движения ИСЗ на некотором интервале времени. При помощи теоретической модели нельзя бесконечно долго получать данные, так как с течением времени начинает расти ошибка и необходима корректировка, то есть нужно получать через некоторые промежутки времени измерения положения спутника и параметры сил, в том числе сдвиг шкал времени, то есть разницу между земным



(UTC) и атомным временем (UT1), и информацию о движении полюсов, и по ним уточнять параметры модели.

Сложность заключается в том, что данные о разнице между UTC и атомным временем и информацию о движении полюсов нельзя описать какой-либо моделью, то есть получить из других параметров. Эту информация можно найти на страницах Международной службы вращения Земли в Бюллетене В (IERS Bulletin В). Эти данные публикуются с задержкой. Если же возникает необходимость получить эти данные на текущий момент времени, то возникает задача прогнозирования, которая решается различными способами, в том числе и с помощью нейронных сетей.

Целью данной работы является получение данных о движении полюсов и сдвиге по времени посредством прогнозирования этих параметров с использованием нейронной сети, использующей различные способы обучения, а также сравнительный анализ работы алгоритмов.

В работе рассмотрены два способа обучения нейронной сети для получения информации о положении полюсов или сдвиге по времени на момент моделирования. Первый способ использует метод обратного распространения ошибки, а второй основан на фильтре Калмана.

Прогнозирование динамических процессов является актуальной научной задачей. Нейросетевые методы хорошо себя зарекомендовали как средство моделирования динамических систем при неизвестной априори математической модели динамической системы [1–3]. Нейронная сеть может быть обучена на известных примерах моделируемой последовательности и затем использоваться для прогнозирования на новых, ранее неизвестных нейронной сети примерах данных.

Фильтр Калмана является эффективным рекурсивным фильтром, который по ряду зашумленных и неполных измерений позволяет оценить внутреннее состояние динамической системы и применяется во многих технических задачах. Подробнее данный метод можно рассмотреть в статье Чернодуб А.Н. [1].

Для проведения экспериментов были использованы параметры вращения Земли, публикуемые в Bulletin В, а именно, положение полюсов и сдвиг по времени. Задача прогнозирования ставилась следующим образом: по  $l$  известным прошлым значениям последовательности  $(x(t), x(t-1), \dots, x(t-l))$  дать оценку следующим  $n$  значениям  $x$ .

Проведён анализ структуры сети для получения оптимальных результатов и анализ оптимального количества данных измерений для корректной и оптимальной работы методов. Для анализа использовались данные о движении полюса.

Результаты работы программы представлены на рисунке.

Для работы использовался перцептрон, состоящий из трёх слоёв (например, 183 – количество нейронов на входе и первом слое, 40 – количество нейронов на скрытом слое, 30 – количество нейронов на выходном слое).

Аналогичные результаты были получены для алгоритма, основанного на фильтре Калмана. Этот алгоритм обучается в несколько раз дольше алгоритма, использующего метод обратного распространения ошибки, но даёт при прогнозировании лучший результат.

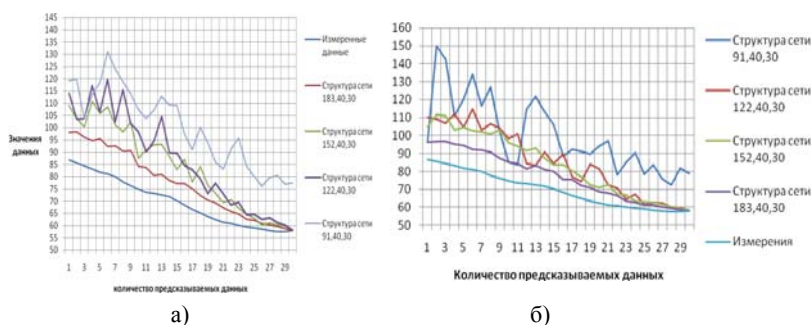


Рис. Сравнение результатов для различного количества данных, подаваемых на вход сети для сдвига полюса по оси  $x$ : (а) в алгоритме, основанном на методе обратного распространения ошибки; (б) в алгоритме, основанном на фильтре Калмана

Из анализа данных видно, что за определённое количество итераций можно получить различные результаты для зависимости от структуры сети и количества данных для обучения. Результаты работы показали, что для обоих способов обучения наилучший результат прогнозирования можно получить при использовании на входе сети данных в 5–6 раз больше, чем планируется получить на выходе сети, а оптимальной для работы структурой была выбрана сеть размером 183, 40, 30.

- [1] Чернодуб А.Н. // В кн. Труды 54-й научной конференции МФТИ. Управление и прикладная математика. Т.2. – М.: МФТИ, 2011. С.140.
- [2] Montenbruck O., Gill E. Satellite Orbits – Models, Methods and Applications. – Heidelberg: Springer Verlag, 2000, 380 p.
- [3] Международная служба вращения Земли: <http://www.iers.org/> (дата обращения 25.12.13).

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЯДА ЛИНИЙ В СПЕКТРЕ ПОГЛОЩЕНИЯ ДНК В ТГц ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В.Л. Вакс, А.В. Семенова

*Институт физики микроструктур РАН*

Спектр поглощения биомолекул в ТГц диапазоне частот несет информацию о способности молекулы к конформационным переходам – процессам изменения взаимного расположения групп атомов в молекуле, – а следовательно, и о реакциях и функции молекулы в организме [1].

На данный момент для расчета спектра ДНК в литературе представлена так называемая PBD (Peugard-Bishop-Dauxois) модель [2], рассматривающая молекулу ДНК как цепочку связанных нелинейных осцилляторов (см. рис. 1). Авторам удалось рассчитать теплоемкость молекулы и промоделировать фазовый переход, соответствующий денатурации ДНК. Для расчета спектра ДНК в данной работе используется модель, полученная из [2] с помощью приближения малых колебаний, что позволяет аналитически рассчитать дисперсионную характеристику колебаний для двойной спирали ДНК без «пузырьков» (областей, где разорваны водородные связи между основаниями).

Как в модели PBD, так и в предложенной модели гамильтониан для ДНК вычислялся как сумма по всем осцилляторам:

$$H = \sum_n (T_n + U_n^H + 1/2(U_{n,n-1} + U_{n,n+1})),$$

где  $T_n$  – кинетическая энергия пары нуклеотидов,  $U_n^H$  – энергия деформации водородных связей:  $U_n^H = 1/2 \cdot K_{H\_bond} (y_n^1 - y_n^2)^2$ ;  $U_{n,n-1}$  – энергия взаимодействия соседних пар нуклеотидов:  $U_{n,n-1} = 1/2 \cdot K_{1,2} (y_n^{1,2} - y_{n-1}^{1,2})^2$ .

Полученные в результате расчетов спектры представляют собой набор серий по 2–4 линии поглощения. Каждая серия соответствует определенной ветви дисперсионной характеристики.

Характерной особенностью спектров является зависимость расстояния между пиками от длины нуклеотидной цепочки.

На рис. 2 схематично изображены дисперсионные характеристики, рассчитанные для цепочки нуклеотидов (кривая из точек, каждая точка соответствует собственной моде) и световой волны (две ломаные линии), по-

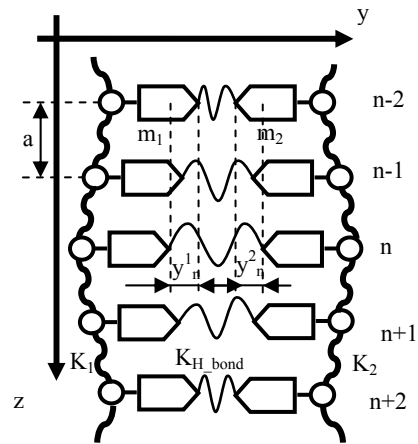


Рис. 1

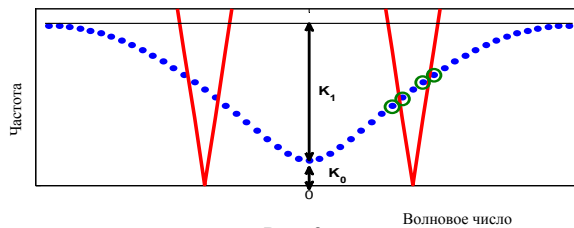


Рис. 2

следние сдвинуты от центра из-за спиральной структуры ДНК: волновой вектор  $k$  заменен на  $k+k_{sp}$  и  $k-k_{sp}$ .

Максимумам поглощения отвечают моды, для которых приближенно выполняется условие синхронизма, то есть моды, оказавшиеся ближе всего к точкам пересечения дисперсионных характеристик.

Расчитанный в модели спектр поглощения для значения параметров

$$K_{H\_bond}=0,595 \text{ Н/м}; K_{1,2}=1,1 \text{ Н/м}; N=1000$$

содержит три пика поглощения в диапазоне от 300 до 302 ГГц (рис. 3).

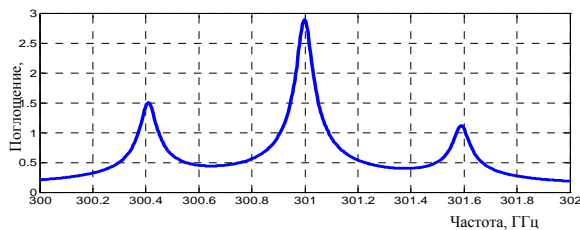


Рис. 3

Работа выполнена при поддержке гранта Правительства Российской Федерации № 11.G34.31.0066, а также гранта РФФИ 13-02-97103-р\_поволжье\_а.

[1] Zhang X-C. // Phys. Med. Biol. 2002. V.47. P.3667.

[2] Dauxois T., Peyrard M., Bishop A.R. // Phys. Rev. E. 1993. V.47. P.1.

### ИК-ГТЦ КОМБИНИРОВАННАЯ СПЕКТРОСКОПИЯ: ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ

Г.А. Соегова, В.Л. Вакс

*Нижегородский госуниверситет*

Из закона Бугера-Ламберта-Бера следует, что интенсивность излучения, прошедшего через поглощающую среду, уменьшается по экспоненциальному закону:  $I = I_0 e^{-\gamma x}$ , где  $\gamma$  – константа.

Для вращательных уровней энергии коэффициент поглощения [1]:

$$\gamma_{вр} = (8\pi^2 D_{jk}^2 h\nu 3jk \rho_0) / (c(kT)^2 \Delta\nu),$$

где  $D_{jk}$  – дипольный момент для переходов  $k \rightarrow j$ .

Плотность числа молекул  $\rho_0$  и полуширина  $\Delta\nu$  пропорциональны давлению.

Коэффициент поглощения для колебательных уровней энергии:

$$\gamma_{кол} = (8\pi^2 D_{jk}^2 B\nu_{jk} \rho_0) / (3ckT \Delta\nu),$$

где  $B$  – вращательная постоянная.

Комбинация двух методов, ИК и ТГц спектроскопии, позволит обеспечить достоверное обнаружение и идентификацию искомым газом, что требует высокой разрешающей способности и чувствительности анализа не хуже сотен ppb (англ. parts per billion, 1 ppb = 0,0000001% =  $10^{-9}$ ).

Для создания такого спектрометра необходимо решить следующую научно-техническую задачу: разработать методику измерений и определить оптимальные условия (диапазон давлений).

Необходимо рассмотреть следующие источники уширения спектральной линии: эффект Доплера и уширение вследствие давления, т.е. уширение вследствие возмущений, обусловленных взаимодействием между молекулами.

Эффект Доплера приводит к сдвигу частоты равному  $\pm v(v/v_p)$ , где  $v$  – резонансная частота без учета доплеровского сдвига,  $v$  – скорость движения молекул, а  $v_p$  – фазовая скорость распространения излучения. Вероятность того, что молекула в газе при температуре  $T$  имеет в данном направлении скорость  $v$ , пропорциональна  $\exp(-mv^2/2kT)$ , где  $m$  – масса молекулы. Поэтому интенсивность линии как функция расстройки  $\varepsilon$  от резонансной частоты равна  $\exp(-mv^2/2kT)(\varepsilon/v)^2$ .

Следовательно, линия симметрична и ее полуширина равна [2]:

$$\Delta v = v/c \cdot (2kT/M \cdot \ln 2)^{1/2} = v (T/M)^{1/2} (3,58115 \cdot 10^{-7}),$$

где  $M$  – масса молекулы,  $M'$  – молекулярная масса в атомных единицах массы.

Наиболее важным источником уширения спектральной линии во многих экспериментах на сверхвысоких частотах является уширение вследствие давления. Уширение вследствие давления обусловлено столкновениями молекул между собой. Ширина линии пропорциональна  $1/2\pi\tau$ , где  $\tau$  – время между столкновениями молекул, следовательно, пропорциональна давлению  $\Delta v = \alpha \cdot p$ , где  $\alpha$  – коэффициент уширения. Полная ширина линии задается выражением:  $\Delta v = [(\Delta v_{\text{Допл.}})^2 + (\Delta v_{\text{столкн.}})^2]^{1/2}$ .

Изучение уширения линии вследствие давления представлено на рис. 1.

Зависимость интенсивности линии от давления:

$$\gamma_{\text{вр}} = (8\pi^2 D_{\text{jk}}^2 v_{\text{jk}} \rho_0) / (c(kT)^2 \Delta v) \text{ и}$$

$$\gamma_{\text{кол}} = (8\pi^2 D_{\text{jk}}^2 B v_{\text{jk}} \rho_0) / (3ckT \Delta v).$$

Как плотность числа молекул  $\rho_0$ , так и полуширина  $\Delta v$  пропорциональны давлению, поэтому  $\gamma$  от давления не зависит. Зависимость интенсивности линии от давления представлена на рис. 2.

Для одновременного выполнения условий на спектральное разрешение (до 10 МГц) и чувствительность ( $10^{-9}$ –ТГц диапазон,  $10^{-7}$  – ИК диапазон) оптимальным диапазоном давлений является  $p < 1,5$  Торр.

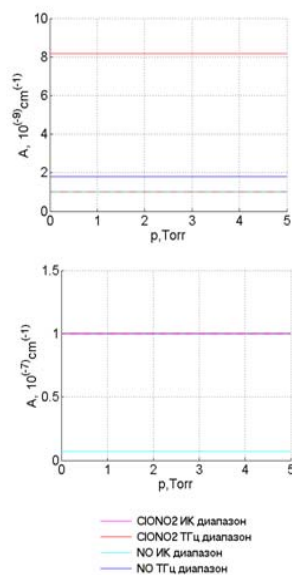


Рис. 1

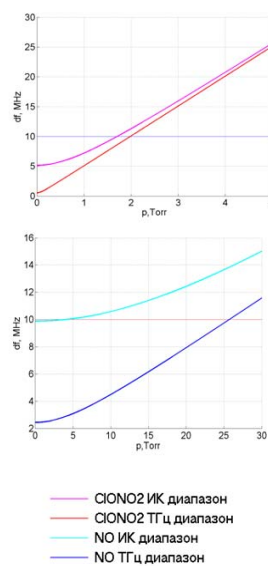


Рис. 2

Работа выполнена в рамках программы развития ГОУ ВПО «Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» на 2009-2018 годы.

- [1] Флайгер У. Стрoение и динамика молекул. Т.2. – М.: Мир, 1982. С.527.  
 [2] Таунс Ч., Шавлов А. Радиоспектроскопия. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1959. С. 304.

## ШУМОВАЯ МОДЕЛЬ ЦЕЛОЧИСЛЕННОГО РЕКУРСИВНОГО ЗВЕНА

М.О. Шамшин

*Нижегородский госуниверситет*

Цифровые фильтры (ЦФ) – дискретные физические устройства, работающие в реальном времени и осуществляющие линейное преобразование входной временной последовательности  $x_n$  в выходную  $y_n$  по рекурсивному (1) или нерекурсивному (2) алгоритму на цифровой платформе с заданной разрядностью  $W_k$  представления данных [1, 2]:

$$y_n = -\sum_{k=1}^N \frac{a_k}{a_0} \cdot y_{n-k} + \sum_{k=0}^N \frac{b_k}{a_0} \cdot x_{n-k}, \quad (1)$$

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{b_k}{a_0} \cdot x_{n-k}, \quad (2)$$

где  $a_0$  – нормирующий коэффициент.

Принципиальной особенностью целочисленных фильтров является принадлежность их коэффициентов натуральному ряду целых чисел.

Рассмотрим рекурсивную часть однозвенного целочисленного фильтра. Его шумовая модель может быть получена как переход, изображенный на рисунке.

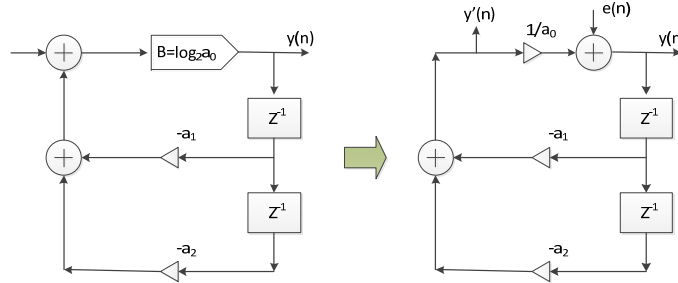


Рис.

Шум сдвига  $e_n$  на  $b$  битов принимает значения:

$$e_n = (\text{int}) \frac{y'_n}{a_0} - (\text{float}) \frac{y'_n}{a_0}$$

Используем приближение, в котором будем считать, что  $e_n$  имеет равномерное распределение. При  $W_k = 7$  его дисперсия приблизительно равна  $\sigma_e^2 = 1/12$ , среднее  $m_e = 0$ . Также будем считать, что выполняются следующие условия (как и в случае шумов квантования):

1. Любые два отсчета шума от одного и того же источника некоррелированы.
2. Шум от источников некоррелирован с входной последовательностью.

В таком случае дисперсия равна

$$\sigma_y^2 = \sigma_e^2 \sum_{n=0}^{\infty} h^2[n] = \sigma_e^2 \|H\|_2^2,$$

$$H(z) = \frac{1}{\alpha'(z^{-1})} = \frac{\alpha_0}{\alpha(z^{-1})} = \frac{\alpha_0}{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2}}.$$

Выходное отношение сигнал/шум

$$SNR = -10 \log \frac{1}{12} \sum_{n=0}^{\infty} \left( \frac{a_0}{a_2} \frac{\text{Im}\{p^{n+1}\}}{\text{Im}\{p\} |p^{n+1}|^2} \right)^2 \cdot G^2.$$

Вывод: получено расчётное соотношение для оценки шума нормировки целочисленного рекурсивного звена.

- [1] Бугров В.Н. // Вестник Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского. 2009, № 6. С. 71.
- [2] Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978, 612 с.

## СИНТЕЗ РЕКУРСИВНОГО ВСЕПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА С ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ

Л.А. Частикова

*Нижегородский госуниверситет*

Многофункциональный синтез цифровых фильтров, т.е. синтез по совокупности требуемых функциональных характеристик с учётом реализации фильтра на цифровых платформах с целочисленной арифметикой вычислений, возможен в настоящее время только методами целочисленного нелинейного программирования (ЦНП). Принципиальное отличие ЦНП-синтеза [1] заключается в том, что на стадии его проектирования не используются никакие искусственные приёмы и подходы классических методов, приводящие к ограничениям в выполнении функциональных требований и систематическим ошибкам, а осуществляется прямой поиск требуемых целочисленных коэффициентов фильтра прямо по его математическому определению (модели). Целочисленное проектное решение даёт принципиальную возможность реализации фильтров не только на специализированных сигнальных процессорах (DSP), но и на простых и дешёвых микропроцессорных контроллерах (МК), на ПЛИС, а также на заказных или полужаказных СБИС.

В статье рассматриваются основные этапы данного подхода на примере синтеза всепропускающего рекурсивного фильтра в форме каскадного соединения шести БИХ-звеньев второго порядка с линейной фазой для частоты дискретизации 2 кГц и с передаточной функцией

$$H(z) = \prod_{i=1}^6 \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}. \quad (1)$$

Предполагая реализацию фильтра на микроконтроллере MSP430F1611 (разрядность RISC-ядра  $R=12$ ), задачу параметрического синтеза корректирующего рекурсивного всепропускающего фильтра можно записать так:

$$F^o(\mathbf{IX}^o) = \min F(\mathbf{IX}) \quad (2)$$

$$\mathbf{IX} \in I^{30}$$

$$\begin{aligned} -5000 \leq a_{di} \leq +5000 \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,6} \\ -5000 \leq b_{di} \leq +5000 \quad d=\overline{1,2} \quad i=\overline{1,6} \end{aligned}, \quad (3)$$

$$a_{0i} \in \{2^q\} \quad q = \overline{0,15}, \quad (4)$$

$$|Z_{pi}| < 1 \quad i = \overline{1,6}. \quad (5)$$



Таким образом, минимизация целевого функционала (2) осуществлялась на 36-мерном целочисленном пространстве параметров (коэффициентов фильтра) в допустимой области (3) и (4) при выполнении функциональных ограничений устойчивости фильтра (5).

Соотношение (6) отображает процесс формирования целевой функции в аддитивном виде, где частные целевые функции  $f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{I}\mathbf{X})$  и  $f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{I}\mathbf{X})$  определяют требования к характеристикам всепропускающего фильтра:

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

Частная целевая функция  $f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{I}\mathbf{X})$  определяется среднеквадратичной ошибкой  $\sigma$  выполнения требований к АЧХ фильтра

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \sum_{n=1}^p [Y_n(X) - Y_n^T]^2}, \quad (7)$$

где  $Y_n(X)$  – текущее значение модуля коэффициента передачи фильтра на  $n$ -ой дискретной частоте диапазона определения, а  $Y_n^T$  – требуемое фиксированное её значение (рис. 1). Фазовые искажения при этом определяются максимальным отклонением текущей фазы всепропускающего фильтра от линейной:

$$\Delta\varphi(\omega) = \max_i |\varphi_i(\mathbf{I}\mathbf{X}) - \varphi_i^L|, \quad (8)$$

где  $\varphi^L$  – требуемая линейная ФЧХ фильтра.

Указанные характеристики графически вводились в соответствующее окно функционального редактора и затем оцифровывались. Поисковое итеративное решение экстремальной задачи ЦНП (1) осуществлял программный алгоритмический комплекс целочисленной минимизации многомерных целевых функций. Вектор  $\mathbf{I}\mathbf{X}^0$ , минимизирующий скалярную целевую функцию  $F(\mathbf{I}\mathbf{X})$  на множестве допустимых целочисленных решений (3) и (4), являлся эффективным решением задачи параметрического синтеза всепропускающего ЦНП-фильтра.

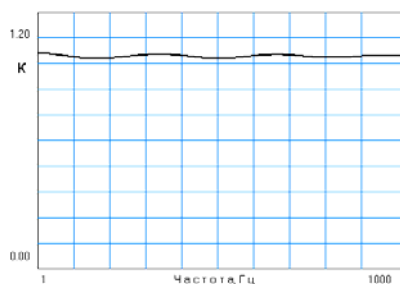


Рис. 1. АЧХ фильтра.

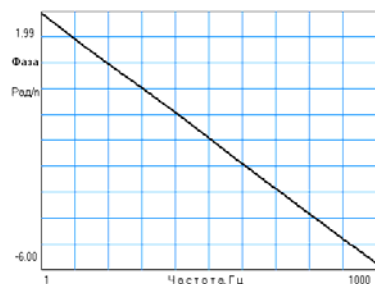


Рис. 2. ФЧХ фильтра.

Таким образом, синтезированный всепропускающий фильтр на всём интервале цифровых частот вплоть до частоты Найквиста имел постоянный коэффициент передачи  $K=1$  с неравномерностью не более 1% (рис. 1). При этом неравномерность фазы  $\Delta\varphi$  не превышала  $3^\circ$  (рис. 2).

- [1] Бугров В.Н. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2009. № 6. с. 71.

### ОСОБЕННОСТИ АЛГОРИТМА ЭМД, ПРОЯВЛЯЮЩИЕСЯ ПРИ РАЗДЕЛЕНИИ ДВУХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С БЛИЗКИМИ ЧАСТОТАМИ

И.П. Ястребов, А.С. Лебедев

Нижегородский госуниверситет

Эмпирическая модовая декомпозиция (ЭМД) является первым этапом алгоритма преобразования Гильберта-Хуанга и описывается соотношением [1, 2]

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j(t) + r_n(t),$$

где  $c_j(t)$  –  $j$ -ая эмпирическая мода,  $r_n(t)$  – остаток,  $n$  – количество эмпирических мод. Любая эмпирическая мода представляет собой колебательный процесс, модулированный по частоте и амплитуде. При этом в любой момент времени мгновенная частота каждой последующей моды ниже, чем предыдущей, а остаток является неосциллирующей функцией.

Было показано, что разрешающая способность по частоте алгоритма ЭМД описывается сложной немонотонной функцией, зависящей от частот разделяемых синусоидальных компонент сигнала [3]. Минимальная разница частот, при которой можно наблюдать две разделенные компоненты сигнала, находится в области цифровых частот 0,1–0,125.

В данной работе приведены результаты исследования возможности повышения частотного разрешения путем изменения частоты сигнала таким образом, чтобы полоса сигнала после манипуляций попала в отмеченный диапазон. Данное действие можно осуществить, например, путем децимации сигнала. На рис. 1 изображены зависимости разницы частот двух гармонических сигналов  $\Delta f$ , при которой наступает разделение их суммы на две моды, от частоты одной компоненты для случая исходного (верхняя кривая) и прореженного в 10 раз сигналов

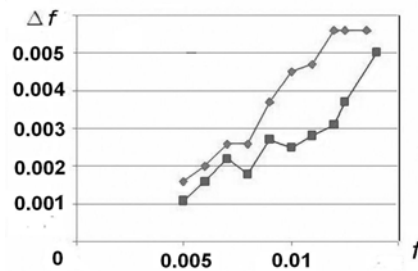


Рис. 1

(нижняя кривая). Оси представлены в масштабе для непрореженного сигнала, после децимации частоты возрастут пропорционально коэффициенту прореживания. Видно, что децимация привела к росту частотного разрешения в 1,5–2 раза, что невозможно для классических методов спектрального оценивания [4].

Вторая тема исследований – частотное разрешение алгоритма ЭМД в присутствии шума. Проведена серия компьютерных экспериментов и получены зависимости оценки вероятности разделения сигнала на две моды методом ЭМД от стандарта отклонения аддитивного гауссова шума  $\sigma$  для различных частот и числа точек сигнала, амплитуды синусоидальных компонент равны единице. На рис. 2 представлен случай, когда частота одной гармонической компоненты равна 0,05, а второй – 0,065, 0,07, 0,075 (кривые на графике снизу вверх соответственно). Рис. 3 соответствует случаю фиксированной частоты 0,1, а значения второй – 0,11, 0,12, 0,13. Число точек в обоих случаях 40. Если число точек увеличить до 200, зависимости

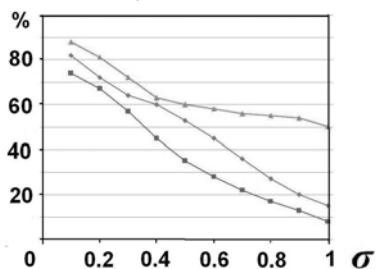


Рис. 2

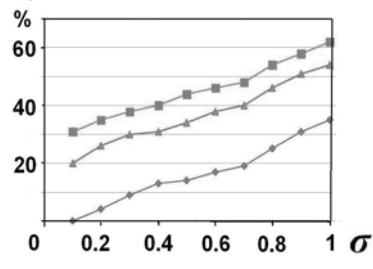


Рис. 3

вероятности разделения от стандарта отклонения примут вид возрастающих функций подобно рис. 3. Получается, что частотное разрешение метода ЭМД растет с увеличением шума, что опять же нехарактерно для классических методов спектрального оценивания. Для случая, когда сигнал состоит из 40 отсчетов, отметим, что убывающие зависимости вероятности разделения от стандарта отклонения шума (рис. 2) наблюдаются для абсолютного большинства рассмотренных частот. Представленные на рис. 3 возрастающие кривые при 40 отчетах наблюдались только для диапазона частот 0,1–0,13, как раз совпадающего с частотами наиболее благоприятного выделения компонент в отдельные эмпирические моды. Для данного интервала частот интересен тот факт, что с добавлением шума, разделение сигнала на моды наблюдается тогда, когда в отсутствии шума таковое отсутствовало.

[1] Huang N.E., Shen S.S.P. The Hilbert-Huang Transform and Its Applications. – Singapore: World Scientific Publ. Co. Pte. Ltd, 2005, 311 p.

[2] <http://www.prodav.narod.ru>.

- [3] Антипова А.О., Шилов Ю.А., Ястребов И.П. // В кн. Труды XV научной конференции по радиофизике /Под ред. С.М. Грача, А.В. Якимова. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2011. С.102.
- [4] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990, 584 с.

## ДВУХЧАСТОТНЫЙ СПЕКТРОМЕТР ТГЦ ДИАПАЗОНА ДЛЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

А.А. Яблоков, В.Л. Вакс

*Нижегородский госуниверситет*

Ряд задач газоанализа требует наблюдения одновременно за несколькими веществами. Данная необходимость восходит к быстропротекающим процессам, где нужно динамически следить за концентрацией нескольких компонентов газа или паров разных жидкостей.

Примерами такого рода задач являются анализ выдыхаемого воздуха и детектирование продуктов разложения взрывчатых веществ. В образцах выдыхов могут находиться реагирующие друг с другом компоненты, например, NO и O<sub>2</sub>, быстро образующие NO<sub>2</sub>. Пары взрывчатки имеют свойство неконтролируемо оседать на внутренние стенки приборов, и в дальнейшем испарения со стенок могут влиять на точность измерений. В данной статье будет рассматриваться спектроскопический подход к определению состава газовой смеси.

Одним из возможных решений описанных трудностей является разработка спектрометра, имеющего два независимых источника, настроенных на разные частоты. Принципиальная схема приведена на рис. 1.

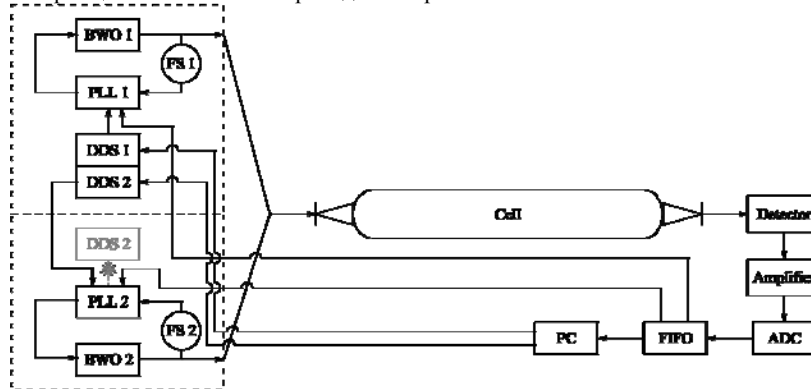


Рис. 1

В ячейку поочередно подаётся фазоманипулированное терагерцовое излучение от одного и второго синтезаторов с разделением переключений

фазы во времени, достаточным для затухания сигнала от переходных процессов в газе после воздействия предыдущего импульса. В приёмной части сигналы также разделяются по времени. Постоянный сигнал приёмником игнорируется.

Частота ламп обратной волны определяется как:

$$f_{BWO} = f_{FS} \times N + f_{DDS},$$

где  $f_{FS}$  – частота опорного генератора (9–10.5 GHz),  $f_{DDS}$  – частота цифрового вычислительного синтезатора (110–130 MHz),  $N$  – номер гармоники ЛОВ. Как видно из схемы, извне может управляться только DDS, поэтому требуется предварительно измерить частоту PLL 2 и внести её в управляющую программу для генерации необходимой частоты DDS 2. Частота BWO 1 источника выставляется напрямую в управляющей программе. Принципиальным моментом является то, что один компьютер контролирует обе DDS.

Были выбраны два характерных продукта разложения взрывчатых веществ (циклотринитрометилентринитроамина и триаминотринитробензола): формальдегид и ацетальдегид. Результаты измерения зависимости коэффициента поглощения на частотах аналитических линий этих двух веществ, смешанных в равных объёмных пропорциях, от времени представлены на рис. 2.

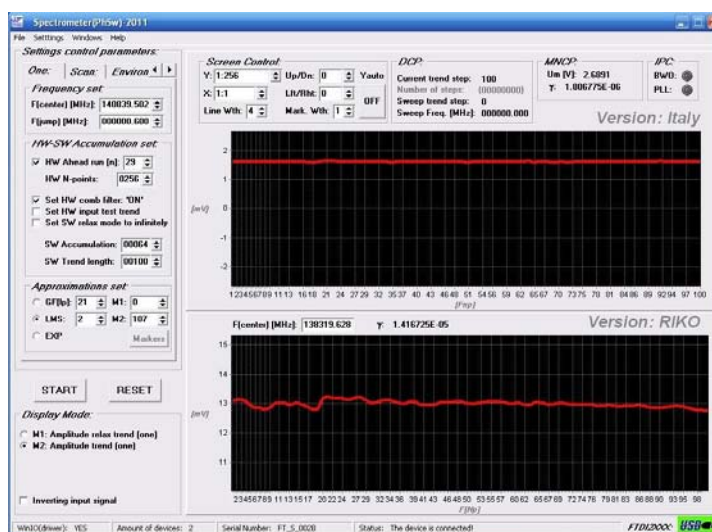


Рис. 2

Таким образом, был реализован лабораторный макет спектрометра с двумя источниками, и были проведены тестовые измерения. В дальнейшем

планируется модификация прибора с целью добавления третьего источника субтерагерцового или инфракрасного диапазона, а также создание и испытание спектрометра с одним источником и программным переключением частоты для подобных измерений.

Работа выполнена в рамках программы развития ГОУ ВПО «Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» на 2009-2018 годы.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ В ЗАДАЧЕ РЕКОНСТРУКЦИИ МИКРОРЕЛЬЕФА ПОВЕРХНОСТИ

Н.С. Будников, Т.В. Шаргавнина

*Нижегородский госуниверситет*

Многие отрасли техники, имеющие отношение к получению и обработке изображений ориентируются в настоящее время на цифровые методы их исследования. Цифровая обработка данных активно применяется в науке и технике. В современной микроэлектронике чрезвычайно важной проблемой является создание методов удобного и быстрого восстановления профилей рельефного рисунка на поверхности подложки.

Работа с оптическим микроскопом имеет некоторые ограничения: в случае исследования образцов, толщина которых порядка 1–2 микрометра, требуется разработка методики уточнения модели рельефа поверхности [1]. Отсюда вытекает задача моделирования оптической системы, задача слепой деконволюции, то есть реконструкции изображений, искажённых свёрткой с неизвестной функцией.

В настоящей работе предлагается уточнять глубину расположения той или иной точки поверхности (проводить интерполяцию между сфокусированным изображением и ближайшим расфокусированным) с помощью операции обращения свертки. Для реализации этого подхода предложена модель аппаратной функции системы формирования изображения оптического микроскопа "Leica DM 4000" и установлена зависимость формы аппаратной функции от смещения фокуса.

Следующим этапом является разработка метода математической реконструкции профиля поверхности фоторезистивной маски с помощью растровой электронной микроскопии (РЭМ).

Принцип РЭМ состоит в сканировании исследуемой поверхности тонким электронным лучом [2]. Вторичные электроны вылетают в виде на-

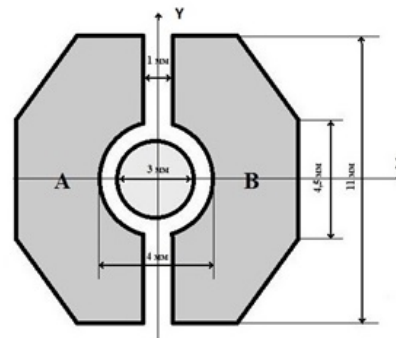


Рис.

правленного пучка с угловым распределением, симметричным относительно нормали к поверхности и регистрируются твердотельным детектором. В растровом электронном микроскопе "JEOL JSM-6490", который был использован в настоящей работе, детектор изготовлен в форме кольца, охватывающего первичный пучок электронов (см. рис.). Кольцо разделено на две половины, каждая из которых функционирует как отдельный детектор.

В одном из возможных режимов работы РЭМ может быть измерен разностный сигнал этих двух детекторов, тем самым реализуется возможность получения изображения, интенсивность которого в каждой точке коррелирует с углом наклона фрагмента исследуемой поверхности.

Таким образом, предложена модель формирования изображений, получаемых в топографическом режиме электронного микроскопа "JEOL JSM-6490". Реализован итерационный метод уточнения рельефа реконструируемой поверхности и алгоритм расчета начального распределения. Таким образом, разработан метод математической реконструкции профиля поверхности фоторезистивной маски по данным растровой электронной микроскопии.

- [1] Будников Н.С., Котомина В.Е., Шаргавнина Т.В. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2012. № 4(1). С. 91.
- [2] Гоулдстейн Дж., Ньюбери Д., Эчлии П., Джой Д., Фиори Ч., Лифшин Э. Растровая электронная микроскопия и рентгеновский микроанализ. Т. 1. –М.: Мир, 1984, 304 с.

### **ТГц СПЕКТРОСКОПИЯ БИОМОЛЕКУЛ С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ ПО ЧАСТОТЕ**

**Ю.С. Шатрова, Е.А. Собакинская, В.Л. Вакс, А.Н.Панин**

*Нижегородский госуниверситет  
Институт физики микроструктур РАН*

Задачи, связанные с изучением спектров биологических молекул, а также с разработкой и применением методов, позволяющих получить наиболее точную спектроскопическую информацию, актуальны в медико-биологических исследованиях. Частоты колебаний связей, ответственных за агрегацию молекулы в определенную пространственную структуру (конформацию) находятся в терагерцовом (ТГц) диапазоне. Для решения тех задач ТГц спектроскопии, где необходимо наиболее точное определение структуры спектров биомолекул, экспериментальная установка должна обеспечить высокую чувствительность метода и спектральное разрешение не хуже десятков МГц. Используемые в настоящее время спектрометры ТГц диапазона ограничены сравнительно небольшой чувствительностью и спектральным разрешением порядка 1 ГГц [1–3]. В работе представлен метод спектроскопии высокого разрешения, обеспечивающий детальное измерение спектра ДНК и по-

звояющий различить недоступную для многих других спектрометров сложную структуру спектра ДНК [4, 5]. В используемом спектрометре источником ТГц излучения является синтезатор частот на основе лампы обратной волны (ЛОВ), характеризующийся высокой стабильностью сигнала и узкой полосой генерации, что позволяет реализовать частотное разрешение не хуже 100 кГц. Для повышения чувствительности метода применяется высокодобротный резонатор, куда помещался исследуемый образец. Блок-схема установки приведена на рис. 1.

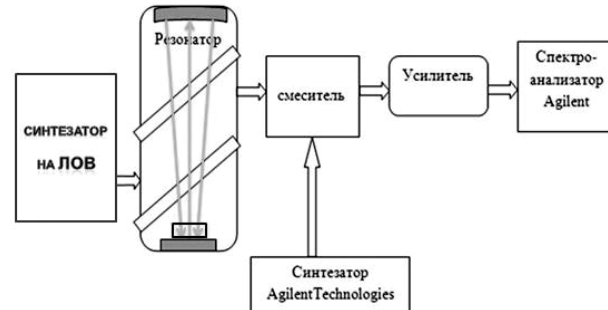


Рис. 1

В рамках работы проводились эксперименты по измерению спектра поглощения образцов с разным количеством ДНК сельди в рабочем частотном диапазоне 300 – 320 ГГц с дискретностью 50 МГц. Результаты, полученные для образцов ДНК в виде сухого порошка, были сопоставлены со спектрами ДНК того же типа в растворе с водой (дискретность 3 ГГц и 200 МГц), а также с другими данными из литературы. Были обнаружены некоторые различия в картинах спектров ДНК в разных состояниях. Так, например, для образцов в виде порошка вблизи частоты 300 ГГц были зарегистрированы интенсивные полосы поглощения, не наблюдавшиеся в случае спектра раствора. Кроме того, в окрестности 305,5 ГГц для этих образцов была обнаружена целая группа интенсивных пиков, тогда как в спектре раствора ДНК вблизи этой частоты присутствовали лишь две интенсивные полосы

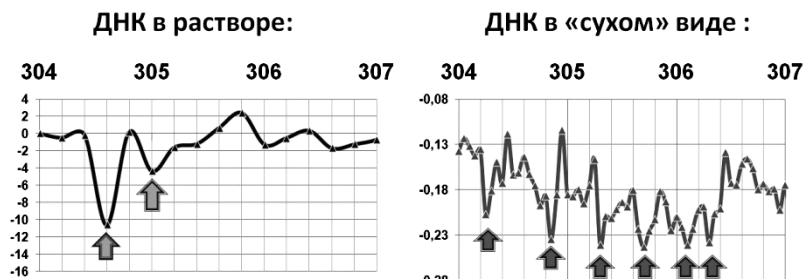


Рис. 2



(см. рис. 2). На графиках, представленных на рис. 2, вертикальной оси соответствует интенсивность поглощения в отн. ед., горизонтальной – частота в ГГц. Такие различия в спектрах ДНК одного и того же типа может быть связано с разными конформационными состояниями молекул в виде порошка и в растворе [6, 7]. Обнаруженные характерные полосы поглощения могут соответствовать собственным колебаниям в молекуле ДНК (колебания конформационных связей).

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности (№2014/134), а также при поддержке гранта Правительства Российской Федерации № 11.G34.31.0066.

- [1] Rahman A., Stanley B., Rahman A.K. // Proc. Of SPIE. 2010. V. 7568. P. 756810-1
- [2] Globus T., Khromova Gelmont T., B. et al. // Proc. of SPIE. 2006. V. 6093. P. 609308-1
- [3] Parthasarathy R., Globus T., Khromova T. et al. // Appl. Phys. Lett. 2005. V. 87. P. 113901-1
- [4] Цуркан М.В., Балбекин Н.С., Собакинская Е.А. и др. // Опт. и спектроскоп. 2013. Т.114, № 6. С. 981.
- [5] Вакс В.Л., Домрачева Е.Г., Собакинская Е.А., и др. // Журнал радиоэлектроники. 2014. №1. С.1.
- [6] Зенгер В. Принципы структурной организации нуклеиновых кислот. – М.: Мир, 1987, 584 с.
- [7] Иванов В.И. // Биополимеры и клетка. 1985. Т. 1, № 1. С. 5.