

РАДИОТЕХНИКА. РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Е.М.Цветнова, А.Ю.Чумаков, В.Н.Бугров

Нижегородский госуниверситет

Компьютеризация процесса разработки СВЧ устройств приобрела актуальность вследствие усложнения систем и ужесточения требований, предъявляемых к устройству. Автоматическое проектирование состоит в многократном проведении анализа схем. Для математического описания в СВЧ диапазоне наиболее удобна по физическому смыслу и методам измерения матрица рассеяния S . Она определяет связь между входными и выходными волновыми переменными.

В общем случае для схемы с n парами полюсов $b=Sa$, где b – вектор столбец, пропорциональный выходным волновым переменным; a – вектор столбец, пропорциональный входным волновым переменным. Это соотношение справедливо для всех компонентов многополюсника, за исключением независимых генераторов, которые описываются соотношением $b=S_G a_G + c_G$, где c_G – волновое описание генератора. Для всех t компонентов в общем виде можно записать: $b=Sa+c$, см. [1].

Соотношения для всех внутренних соединений в схеме, которая состоит из произвольно соединенных между собой многополюсников и независимых генераторов, могут быть записаны в форме: $b=Ga$, где G – матрица соединений, описывающая топологию схемы. Таким образом, можно получить матричное уравнение: $Wa=c$, где матрица $W=(G-S)$ называется матрицей рассеяния соединения. Решение этого уравнения относительно a дает входные волны на входах всех компонентов. Для нахождения решения матричных уравнений наиболее эффективно использовать метод LU-факторизации. При LU-факторизации исходная матрица W разлагается на нижнюю треугольную матрицу L и верхнюю треугольную матрицу U так, чтобы $W=LU$. Затем находится решение методом прямого исключения – обратной подстановки. При решении реальных задач матрицы вида $(G-S)$, как правило, очень разрежены, т.е. содержат большое число нулевых элементов. Поэтому с целью экономии ресурсов вычислительной системы целесообразно запоминать только ненулевые элементы матрицы.

Синтез СВЧ микрополосковых фильтров в своей постановке является задачей многокритериальной. Синтез по совокупности требуемых характеристик, возможен в настоящее время только на основе методов поисковой оптимизации. Данный подход инвариантен относительно синтезируемого объекта и не имеет принципиальных ограничений в решении. Экстремальная задача синтеза может быть записана следующим образом [2]:

$$\overset{\circ}{F}(\overset{\circ}{X}) = \min_{X \in D} F(X), \quad (1)$$

где $\overset{\circ}{X}(\overset{\circ}{x}_1, \overset{\circ}{x}_2, \dots, \overset{\circ}{x}_m)$ – вектор оптимальных параметров фильтра,

$X(x_1, x_2, \dots, x_m)$ – вектор варьируемых параметров,

D – область изменения варьируемых параметров.

Скалярная целевая функция (1) однозначно характеризует достижение поставленной в задаче цели и формируется из частных целевых функций $f_i(X)$ отдельных частотных характеристик в аддитивном виде [2]:

$$F(X) = \sum_i \alpha_i f_i(X), \quad (2)$$

где α_i – весовые коэффициенты частотных характеристик (окон).

Приведенные идеологии решения задачи моделирования и синтеза полностью реализованы в компьютерном пакете МИКРОПОЛ, предназначенном для много-оконного параметрического синтеза полосковых и микрополосковых систем. С помощью данной программы были решены две задачи синтеза.

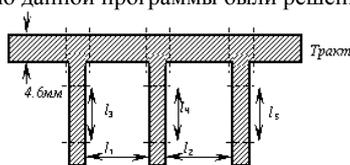


Рис.1

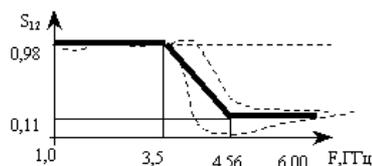


Рис.2

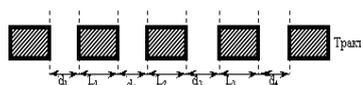


Рис.3

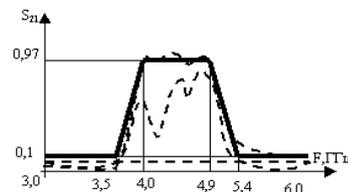


Рис.4

Топология шлейфового ФНЧ приведена на рис.1, а его характеристики передачи – на рис.2. На рис.3 и 4 приведены, соответственно, топология и характеристика полосно-пропускающего фильтра на линии с зазорами.

[1] Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. – М.: Радио и связь, 1987, 356с.

[2] Богатырев Ю.К., Бугров В.Н., Воронков Ю.В. Компьютерный анализ и синтез радиотехнических устройств. Учебное пособие. НГТУ, 1996, 80с.

ДВУМЕРНАЯ ОПТИКО-АКУСТИЧЕСКАЯ ТОМОГРАФИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ И БИОПОДОБНЫХ СРЕД

А.В.Ерошин¹⁾, Г.П.Волков²⁾, А.М.Рейман²⁾, И.В.Яковлев²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾Институт прикладной физики РАН

В последнее десятилетие большое внимание уделяется неинвазивной диагностике биологических объектов. Известно, что в ряде случаев в биологических тканях возникают новообразования, значительно отличающиеся от окружающей ткани коэффициентом оптического поглощения, в то время как их акустические характеристики близки. При этом использование традиционного метода УЗИ оказывается неэффективным из-за малого акустического контраста такого сорта неоднородностей. Применение рентгеноскопического метода также не обеспечивает высокий контраст измерений при исследовании мягких биологических тканей. Осуществление диагностики поглощающих свет “дефектов” оптическими методами ограничивается исследованием приповерхностных миллиметровых слоев, поскольку из-за сильного рассеяния света с увеличением глубины зондирования ухудшается разрешающая способность измерений. Тем не менее, известно, что глубина проникновения оптического излучения в биоткань может достигать единиц сантиметров. В биологическом окне прозрачности для диагностики оптических неоднородностей, имеющих слабый акустический и высокий оптический контраст, перспективно применение оптико-акустического (ОА) метода, объединяющего в себе преимущества оптических и акустических методов. ОА диагностика основана на регистрации УЗ сигнала, порождаемого быстрым тепловым расширением поглотивших оптическое излучение неоднородностей.

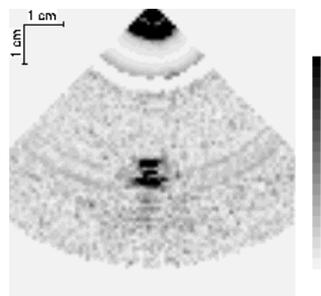
Одной из задач глубинной ОА томографии является исследование различных способов сканирования биологических объектов. Выбор способа сканирования для каждого конкретного случая зависит в первую очередь от формы исследуемого объекта, а также требуемого пространственного разрешения и глубины зондирования. В настоящем докладе рассматриваются некоторые из возможных способов сканирования биообъектов для получения двумерных ОА изображений их внутренней структуры.

Простейшим способом сканирования является метод синхронного механического перемещения оптического излучателя и акустического приемника относительно исследуемого объекта. Трансмиссионный метод измерения ОА сигнала позволяет получить набор линейных сканов (осциллограмм), которые в дальнейшем используются для построения двумерного изображения объекта с преобразованием амплитуды сигнала в яркость. В частности, в работе [1] исследуемый объект помещался между выходным концом световода и поршневым акустическим датчиком, жестко закрепленным на поворотной штанге. Шаговый двигатель позволял получить 200 сканов на один оборот штанги. Двумерное изображение объекта строилось в полярных координатах. Преимуществом данного метода является простота конструкции и обработки информации, а также наличие только одного приемного тракта. К недостаткам метода относится необходимость всестороннего доступа к исследуе-

тому объекту, а также значительное время получения томограммы, обусловленное необходимостью механического перемещения сканирующей штанги.

Время получения томограммы исследуемого объекта может быть сокращено, если регистрация ОА сигнала с различных ракурсов осуществляется параллельно несколькими УЗ датчиками. В работе [2] для исследования возможностей этого метода сканирования применялись слабонаправленные УЗ датчики, неподвижно расположенные кольцом вокруг исследуемого объекта. Применение слабонаправленных приемников позволяло сократить число каналов до 16. Из записанных осциллограмм с помощью метода обратной проекции получалось двумерное ОА изображение объекта. При таком способе сканирования время получения ОА томограммы было сокращено примерно на порядок по сравнению с методом кругового сканирования. Однако этот способ также применим только в условиях кругового доступа к объекту исследований.

Для ОА томографии в случае одностороннего доступа к объекту нами была исследована возможность применения акустической головки серийного ультразвукового сканера «СКАД-9210М». Эта головка предназначена для механического сканирования в секторе 90° . Построение ОА томограммы осуществлялось с помощью алгоритма, аналогичного использованному в методе трансмиссионного кругового сканирования. В качестве объекта исследований был выбран модельный объект (фантом), изготовленный из желатина со сферической поглощающей оптическое излучение неоднородностью диаметром 5,5 мм, также выполненной из желатина, но с добавлением красителя. На рисунке представлена характерная ОА томограмма. Анализ полученных изображений показывает, что применение углового сканирования позволяет достичь продольной разрешающей способности порядка 1 мм, поперечной – около 8 мм, при оптическом контрасте неоднородности относительно среды порядка 3.



Следует отметить, что использование сканирующей головки из комплекта серийной аппаратуры ультразвуковой диагностики позволяет создать комбинированный прибор для совместного томографирования одной и той же области исследуемого объекта ультразвуковым и ОА методом. Таким образом, можно получать более полную и точную информацию о внутренней структуре биологических объектов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (код проекта: 00-02-16600) и 6-го конкурса-экспертизы молодых ученых РАН (код проекта: 399).

[1] Кириллов А.Г. и др. //Квантовая электроника, 1999. Т.28, №3. С.277.

[2] Яковлев И.В. и др. //Сб. Тр. XI Сессии РАО. –Москва, АКИН, 2001. Т.3. С.162.

РАСПОЗНАВАНИЕ АРТЕФАКТОВ В ЗАДАЧАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ЭКГ

Д.Н.Ивлев

Нижегородский госуниверситет

В силу различных причин (движения пациента во время измерений, электрическая активность различных мышц тела (кроме миокарда), плохой контакт электродов и др.) ЭКГ пациента искажается помехами (артефактами), что делает невозможным анализ сильно искаженных комплексов.

Применение совокупности простых эвристических алгоритмов для распознавания артефактов (анализ длительности интервала QRS, числа точек перегиба на нем, дрейфа изолинии и др.) обеспечивает недостаточно высокую точность распознавания ($\approx 85\%$). Для повышения точности был разработан метод, основанный на сравнении реальных QRST-комплексов (рис.1) с модельными, хорошо аппроксимирующими естественные неискаженные шумами QRST-комплексы ЭКГ.

Из [1,2] известно, что QRS-комплекс хорошо аппроксимируется суммой трех функций: гауссовского импульса и его первой и второй производных:

$$u(t) = \sum_{i=1}^3 k_i f_i(t - t_0), \quad (1)$$

где $e(t)$ – ошибка аппроксимации, k_i – коэффициенты разложения по нормированному базису (f_1, f_2, f_3) , t_0 – опорная точка:

$$f_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}, f_2 = -\sqrt{\frac{2}{\pi}\frac{t}{\sigma^3}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}, f_3 = \frac{2}{\sqrt{3}\sqrt{\pi}\sigma} \left[\frac{t^2}{\sigma^2} - 1 \right] e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}. \quad (2)$$

Применение гауссовской модели можно обосновать следующим образом. В теории формирования ЭКГ сердце представляется эквивалентным генератором пространственной ЭДС. Из [3] известно, что вектор суммарной ЭДС сердца в течение фазы деполяризации, соответствующей формированию комплекса QRS, в проекции на плоскость образует векторную петлю, напоминающую по форме контур сердца (рис.2). ЭКГ является проекциями этого вектора на соответствующие отведения. Если задать две из этих проекций на ортогональные оси в виде совокупности f_1 и f_2 на одну ось и f_2 и f_3 – на другую, то при правильных значениях весовых коэффициентов восстановленная по этим проекциям векторная петля QRS имеет такую же форму, какую образует реальная ЭКГ. Из линейности преобразования поворота системы координат следует, что при повороте оси отведения на любой угол, что соответствует переходу к другим отведениям, меняются только коэффициенты ряда (1). Отсюда следует справедливость разложения (1) для любых отведений.

Для аппроксимации Т-волны (рис.1) достаточно двух функций f_1 и f_2 . Ширина σ и опорная точка t_0 Т-волны рассчитываются из длины ее интервала.

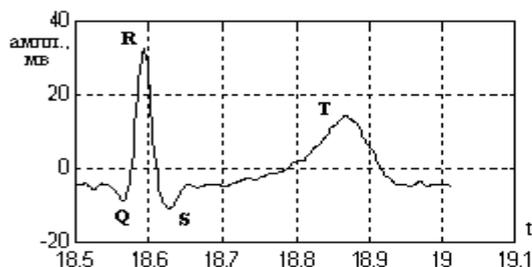


Рис.1

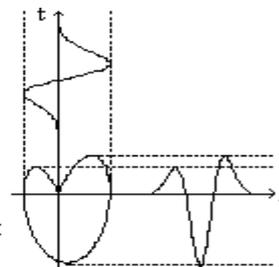


Рис.2

Для представления QRS-комплекса в большинстве случаев также оказывается достаточно только функций f_1 и f_2 , т.к. более сложные формы комплексов, требующие применения функции f_3 , встречаются достаточно редко и, как правило, не во всех отведениях одновременно.

Ключевым моментом является определение параметров σ и t_0 для комплекса QRS. Вначале для избавления от высокочастотных помех сигнал ЭКГ пропускается через цифровой ФНЧ с частотой среза ≈ 25 Гц, затем интерполируется для получения временного разрешения ≈ 3 мс, после чего вычисляются параметры σ и t_0 . Если используются только функции f_1 и f_2 , то параметры t_0 и σ находятся по формулам, следующим из гауссовской модели:

$$t_0 = t_1 + t_2 + t_3, \quad \sigma = \sqrt{-(t_1 - t_0)(t_2 - t_0)},$$

где t_1, t_2, t_3 – координаты точек, показанных на рис.3. Аналогично получаются формулы для t_0 и σ при использовании в качестве базиса трех функций (f_1, f_2, f_3).

После вычисления коэффициентов ряда, из (1) находится ошибка аппроксимации $e(t)$. Далее процедура повторяется с некоторыми особенностями для Т-волны, находится ошибка аппроксимации для всего QRST-комплекса, и по отношению энергии сигнала ошибки и сигнала ЭКГ

$$m = \sum_k e^2(kT) / u^2(kT),$$

где k – номер отсчета в дискретизованных сигналах, определяется степень искаженности QRST-комплекса помехами.

Проведенные испытания показали высокую эффективность данного метода в сочетании с некоторыми простыми алгоритмами.

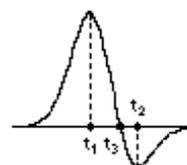


Рис.3

- [1] Hulting J., Blomqvist P., Nygard M.-E. //Acta Med Scand. 1977. №201. P.440.
 [2] Nygard M.-E., Hulting J. //Computers and Biomedical Research. 1979. №12. P.185.
 [3] Кубергер М.Б. Руководство по клинической электрокардиографии детского возраста. –Л.: Медицина, 1983, с.25.

РАСЧЕТ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ

Н.А.Коробченко, В.И.Панфилов, В.Е.Семенова

Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники

В работе [1] расчет антенны ведется методом рекуррентных соотношений, учитывающий взаимовлияние щелей по основной волне. Расчет антенны начинается от согласованной нагрузки. При этом проводимость щелей последовательно рассчитывается от последней щели до первой, вследствие чего вход антенны оказывается несогласованным с возбуждающим ее волноводом.

В настоящей работе предлагается расчет линейной волноводно-щелевой антенны (ВЩА) вести со стороны ее входа, исходя из требования согласования антенны с возбуждающим ее волноводом. При этом проводимости последовательно рассчитываются от первой щели до последней. Оконечная нагрузка при этом оказывается несогласованной и имеет комплексный характер.

Рассмотрим эквидистантную ВЩА, выполненную, например, из встречно-наклонных щелей на узкой стенке прямоугольного волновода. Расстояние между щелями d . Щели резонансные. Эквивалентная схема антенны, разбитая на четырехполосники, показана на рис.1.

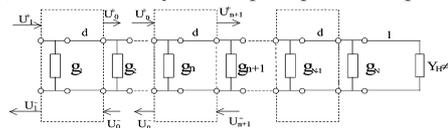


Рис.1

Прямые (U_{n+1}^+ , U_n^+) и обратные (U_{n+1}^- , U_n^-) волны на входе и выходе n -го четырехполосника связаны матричным уравнением

$$\begin{bmatrix} U_{n+1}^+ \\ U_{n+1}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\Theta} & 0 \\ 0 & e^{j\Theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(1 + \frac{g_n}{2}\right) & \frac{g_n}{2} \\ -\frac{g_n}{2} & \left(1 - \frac{g_n}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n^+ \\ U_n^- \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\Theta = (2\pi d/\lambda_g) - \pi$ – электрическое расстояние между соседними щелями, а λ_g – длина волны в волноводе, U^\pm и g_n – нормированные напряжения и проводимость щели, соответственно. Мощность P_n , излученная n -ой щелью, и фаза излученного поля Ψ_n соответственно равны:

$$P_n = |U_n^+ + U_n^-|^2 g_n, \quad (2)$$

$$\Psi_n = \arg(U_n^+ + U_n^-). \quad (3)$$

Положив

$$U_n^+ = A_n + jB_n \text{ и } U_n^- = C_n + jD_n, \quad (4)$$

на основании уравнения (1), получим функциональную связь A_n, B_n, C_n, D_n с $A_{n+1}, B_{n+1}, C_{n+1}, D_{n+1}$, которая в виду громоздкости не приводится.

Выражения (2) и (3) с учетом представления (4) и уравнения (1) позволяют представить проводимость n -ой щели и фазу излученного поля в виде:

$$g_n = \frac{P_n}{(A_n + C_n)^2 + (B_n + D_n)^2}, \quad (5)$$

$$\Psi_n = \arctg \frac{B_n + D_n}{A_n + C_n} \pm k\pi, \quad k=0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

где $P_n = \frac{1-\chi}{\sum_{n=1}^N f_n^2} f_n^2$, f_n – амплитудное распределение.

Расчет ВЩА начинается от входа антенны. Потребовав согласования входа антенны, получим, $U_1^- = 0, U_1^+ = 1, A_1 = 1, B_1 = C_1 = D_1 = 0$. Тогда из формулы (5) получим g_1 , а из формулы (6) $\Psi_1 = 0$. Далее, используя представление (4) и уравнение (1), вычисляем A_2, B_2, C_2, D_2 и, соответственно, по формулам (5) и (6) определяем g_2 и Ψ_2 и так далее вплоть до последней n -ой щели. По значениям A_n, B_n, C_n, D_n и формулам трансформации проводимости на отрезке линии передачи длиной l определяется активная и реактивная составляющие проводимости нагрузки.

Для сравнения предлагаемой методики расчета с классической [1] были проведены расчеты ВЩА со встречно-наклонными щелями на узкой стенке прямоугольного волновода на заданное АР $N=51$. Для большей наглядности d выбрано близким к $\lambda_0/2$.

Наряду с конструктивными параметрами ВЩА рассчитывается и коэффициент отражения $|\Gamma|$ вдоль антенны (рис.2). Кривая 1 описывает поведение коэффициента отражения вдоль антенны для случая, когда расчет антенны ведется от согласованной нагрузки, а кривая 2 – расчет от входа антенны. Из сравнения кривых следует, что при использовании метода [1] коэффициент отражения на входе более 0,8 и сохраняет такое значение почти до половины антенны, то есть наблюдается явление близкое к “эффекту нормали”. В предлагаемой методике расчета ВЩА коэффициент отражения на входе равен нулю и в первой половине антенны не превышает значения 0,2. Максимальное значение 0,8 наблюдается в области антенны, примыкающей к оконечной нагрузке.

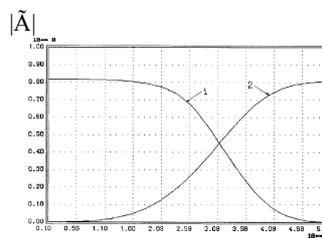


Рис.2

[1] Евстропов Г.А., Царапкин С.А. //Радиотехника и электроника. 1966. №5. С.822.

**ДВУМЕРНАЯ АКУСТОЯРКОСТНАЯ ТЕРМОТОМОГРАФИЯ
БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ АКУСТОТЕРМОГРАФА
С ФОКУСИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ**

Е.В.Кротов¹⁾, В.А.Вилков, А.Д.Мансфельд¹⁾, М.В.Жадобов²⁾, А.М.Рейман¹⁾

¹⁾Институт прикладной физики РАН, ²⁾Нижегородский госуниверситет

Одной из основных задач акустояркостной термометрии является выявление относительно небольших участков биологических тканей, имеющих повышенную температуру относительно окружающих тканей. Это актуально для ряда задач медицинской диагностики: ранней диагностики возникновения злокачественных опухолей, контроля локальной температуры при гипертермических процедурах, длительного мониторинга температуры внутренних органов (например, после их пересадки или при лекарственной терапии) и др.

Для локализации температурных неоднородностей требуется применять различные схемы сканирования и методы решения обратных задач. Как правило, в экспериментальных образцах акустотермографов используются приемные антенны в виде пьезоэлектрических пластин с плоской поверхностью, работающих в зоне геометрической акустики. В этом случае поперечное пространственное разрешение, с которым можно выделить температурную неоднородность, примерно равно апертуре антенны. Одним из возможных путей повышения пространственной разрешающей способности является применение фокусированных антенн.

Целью работы явилось экспериментальное исследование возможностей локализации нагретых объектов с помощью применения фокусированных антенн.

Был разработан лабораторный макет сканирующего акустояркостного термотомографа (АЯТ) компенсационного типа с фокусированной антенной с рабочей частотой 1,47 МГц, шириной полосы пропускания 0,8 МГц. В качестве приемной антенны использовался пьезоэлектрический преобразователь ЦТС-21, представляющий собой сферический сегмент с апертурой 65 мм и фокусным расстоянием 65 мм, на который был нанесен четвертьволновый просветляющий слой. Сигнал на выходе макета регистрировался компьютером. Экспериментально измеренная чувствительность АЯТ составила 1 К при 10 сек. накопления сигнала.

С помощью такого макета были проведены эксперименты по одномерной и двумерной локализации объектов. Экспериментально показано, что с помощью такой установки можно производить картирование поля внутренних температур с продольным пространственным разрешением порядка 6 мм и поперечным пространственным разрешением 3 мм. Данный метод не требует решения обратных задач реконструкции данных, поскольку фокусированная антенна обладает продольной пространственной селективностью.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 00-02-16600; 01-02-17645; 02-02-06274; 02-02-06293) и 6-го конкурса - экспертизы молодых ученых РАН (проект №399).

АЛГОРИТМ ДЛЯ ФИЛЬТРАЦИИ ЛЧМ СИГНАЛА В ПРЕОБРАЗОВАНИИ ВИГНЕРА–ВИЛЯ

А.Н.Макаров

Нижегородский госуниверситет

В последнее время широко используются методы время–частотного анализа нестационарных процессов на основе преобразования Вигнера–Виля (ПВВ). Оно обеспечивает наибольшее разрешение на плоскости (ω, t) , по сравнению с другими похожими распределениями. Однако ПВВ не всегда удается эффективно применять по причине его билинейности. Так, преобразование многокомпонентных сигналов дает ложные значения там, где энергия должна была бы быть нулевой. Желание избавиться от этих перекрестных членов вызвало появление новых способов получения время–частотного распределения. Например, преобразование Цзюя–Уильямса позволяет путем тщательного выбора формы ядра минимизировать перекрестные члены, сохранив при этом требуемые свойства автономных членов.

Вероятно, возможен некоторый общий метод, позволяющий выделить распределения с требуемыми свойствами. Он заключается в выборе вида ядра преобразования. Располагая таким методом представления любых распределений, можно успешно разрабатывать практические методы анализа и фильтрации сигналов [1].

Обобщенная форма время–частотного распределения записывается в следующем виде:

$$P(t, \omega) = \frac{1}{4\pi^2} \iiint e^{-j\vartheta t - j\tau\omega + j\vartheta u} \cdot \Phi(\vartheta, \tau) \cdot S^*(u - \frac{1}{2}\tau) \cdot S(u + \frac{1}{2}\tau) du d\tau d\vartheta.$$

С помощью обратного преобразования Фурье получим метод определения ядра для того или иного заданного распределения:

$$\Phi(\vartheta, \tau) = \frac{\iint e^{j\vartheta t + j\tau\omega} \cdot P(t, \omega) dt d\omega}{\int e^{j\vartheta u} \cdot S^*(u - \frac{1}{2}\tau) \cdot S(u + \frac{1}{2}\tau) du}.$$

В данной работе была сделана попытка найти наиболее приемлемый вид ядра для эффективного выделения ЛЧМ сигнала. Ранее [2] использовались для этого различные ухищрения, такие как предварительная частотная фильтрация, либо метод фильтрации сигнала на основе временной селекции. В результате удавалось выделить спектры слабых ЛЧМ сигналов, обусловленных НЧ колебаниями корональных магнитных петель [3].

Подставив в формулу для отыскания ядра все выражения и проделав интегрирование, получим следующий вид преобразования:

$$P(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(t + \frac{1}{2}\tau) \cdot S^*(t - \frac{1}{2}\tau) \cdot e^{-j \cdot 2(\beta t + \omega_0)\tau} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau,$$

где $(\beta/2)t + \omega_0 = \omega(t)$ – закон изменения частоты сигнала, который хотелось бы выделить.

Пусть у нас есть двухкомпонентный сигнал в виде суммы ЛЧМ и синусоиды:

$S(t) = A \cdot e^{j(\frac{\beta}{2}t + \omega_0)t} + B \cdot e^{j\omega_1 t}$. Тогда полученное преобразование дает:

$$P(t, \omega) = A^2 \cdot \delta(\beta t + \omega_0 - \omega) + B^2 \cdot \delta(\omega_1 - 2\omega_0 - \omega - 2\beta t) + \\ + AB \sqrt{\frac{2}{\beta\pi}} \cdot \cos \left\{ -\frac{\beta}{2} \left(3t + \frac{3\omega_0 - \omega_1 + 2\omega}{\beta} \right)^2 + \frac{\beta t^2}{2} + (\omega_0 - \omega_1)t - \frac{\pi}{4} \right\} + \\ + BA \sqrt{\frac{2}{\beta\pi}} \cdot \cos \left\{ \frac{\beta}{2} \left(5t + \frac{3\omega_0 - \omega_1 + 2\omega}{\beta} \right)^2 - \frac{\beta t^2}{2} - (\omega_0 - \omega_1)t + \frac{\pi}{4} \right\}$$

Вид этого распределения представлен на рис.1.

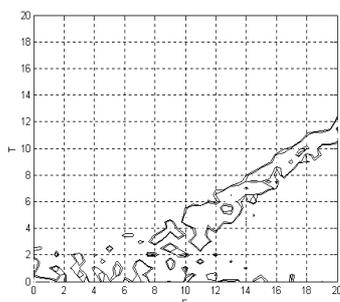


Рис.1

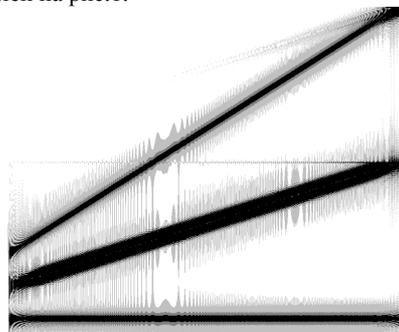


Рис.2

На рис.2 показан результат цифровой обработки по алгоритму ПВВ исследуемого сигнала. Видно присутствие как основных компонент, так и промежуточных, причем промежуточную можно иногда принять за основную в более сложных изображениях. Рассматриваемое же в работе преобразование позволяет сконцентрировать энергию вблизи ЛЧМ сигнала, сделав все остальные компоненты более низкого уровня по амплитуде.

Таким образом, можно подбором соответствующего вида ядра во время-частотных преобразованиях выделить распределения с необходимыми свойствами. Примером этого служит представленный в этой работе способ выделения ЛЧМ сигнала.

Данная работа поддержана грантом РФФИ №01-02-16435.

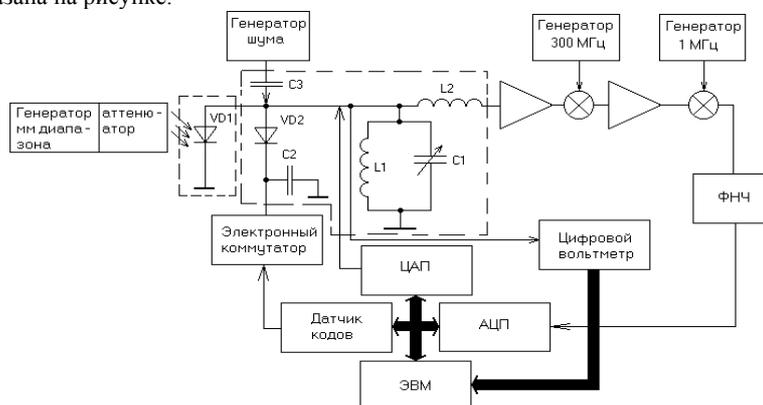
- [1] Cohen L. //Proc. of IEEE. 1989. V.77. P.941.
- [2] Кисляков А.Г., Макаров А.Н., Мансфельд А.Д., Рейман А.М. //В кн.: Тр. 5-й науч. конф. по радиофизике. 7 мая 2001 г. /Ред.А.В.Якимов. –Н.Новгород: ТАЛАН, 2001, с.136.
- [3] Зайцев В.В., Кисляков А.Г., Степанов А.В., Урпо С., Шкелев Е.И. //Изв. вузов. Радиофизика. 2001. Т.44, №1-2. С.38.

СТЕНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДЕТЕКТОРОВ И СМЕСИТЕЛЕЙ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

С.Д.Никифоров, А.В.Масловский

Институт физики микроструктур РАН

В миллиметровом диапазоне длин волн в качестве детекторов и смесителей широкое применение находят диоды с барьером Шоттки. Для измерения их основных параметров был разработан и реализован стенд, структурная схема которого показана на рисунке.



Исследуемый диод через аттенюатор подключается к выходу генератора миллиметрового диапазона. Электронный коммутатор поочередно производит подключение к измеряемой схеме испытуемого диода VD1 и эталонного диода VD2 путем подачи на катод VD2 положительного постоянного напряжения +1В или отрицательного -1,2В. На схему измерения с ЦАП подается ток с варьируемым смещением. Напряжение с диода через два блока усилителя плюс смеситель поступает на АЦП и обрабатывается компьютером. С целью компенсации паразитных параметров измеряемого диода на частоте 300 МГц введен контур L1C1. Индуктивность L2 осуществляет связь контура с входом усилителя.

Для детекторов разработана методика измерения следующих параметров:

1. Дифференциальное выходное сопротивление $R_{дифф.}$:

$$R_{дифф.} = \Delta U_i / \Delta J_i, \quad (1)$$

где $\Delta U_i = U_{i-1} - U_i$, $\Delta J_i = J_{i-1} - J_i$; U_i – напряжения на диоде, измеряемые цифровым вольтметром при заданных токах смещения J_i при выключенной СВЧ мощности.

2. Вольт-ваттная чувствительность γ :

$$\gamma = (U_1 - U_2) / P, \quad (2)$$

где U_2 напряжение на диоде при подаваемой СВЧ мощности P .

3. Ампер-ваттная чувствительность
- β
- :

$$\beta = \gamma / R_{\text{дифф}}. \quad (3)$$

4. Добротность
- M
- :

$$M = \gamma / \sqrt{R_{\text{дифф}}}. \quad (4)$$

5. Шумовая температура выхода
- t'
- (на частоте 300 МГц):

$$t' = t'_0 + N \cdot \frac{u_1^2 - u_2^2}{u_4^2 - u_3^2} \cdot \frac{r_{\text{ш}} \cdot (r_{\text{ш}} \parallel R_{\text{к}} + R_{\text{дифф}})^2}{x_{\text{ш}}^2 \cdot R_{\text{дифф}}}, \quad (5)$$

где t'_0 – шумовая температура эталонного диода; $r_{\text{ш}}$ – выходное сопротивление ГШ, $x_{\text{ш}}$ – реактивное сопротивление емкости СЗ; $R_{\text{к}}$ – активное сопротивление контура, u_1, u_2 – значение шумового сигнала, считываемое ЭВМ на измеряемом и эталонном диодах, соответственно; u_3, u_4 – среднее квадратичное значение шумового сигнала при выключенном и включенном генераторе шума, соответственно.

6. Эквивалентная шумовая мощность
- $P_{\text{ш.э.}}$
- :

$$P_{\text{ш.э.}} = 2/M \cdot \sqrt{k \cdot T_0 \cdot t'}, \quad (6)$$

где k – постоянная Больцмана; $T_0=300\text{K}$.

Определяемые на стенде параметры смесителей.

1. Шумовое отношение t .
2. Дифференциальное выходное сопротивления $R_{\text{дифф}}$.
Определение $R_{\text{дифф}}$ и t производится при фиксированных значениях СВЧ мощности P_i , подаваемой на диод.
3. Потери преобразования L :

$$L = R_{\text{дифф}} / \left\{ 2 \cdot P_i \cdot [\gamma'(P_i)]^2 \right\}, \quad (7)$$

4. Коэффициент шума смесителя
- $k_{\text{ш.см.}}$
- :

$$k_{\text{ш.см.}} = L \cdot t. \quad (8)$$

- [1] Горонина К.А., Дрягин Ю.А. Об измерении параметров смесительных диодов. – Горький: ИПФ РАН, 1990, с.18.
- [2] Божков В.Г., Ганин Е.В., Дрягин Ю.А., Мезенцев В.П., Соловьев Ю.Л., Тенцер В.Е. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. Вып. 3(363). 1984.
- [3] Вакс В.Л., Данилычев В.М., Масловский А.В. // В кн.: Тр.11-й международной конференции “СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии”. – КрымМико, 2001, с.592.

СМЕЩЕННАЯ КАЛИБРОВКА ПРИ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОЙ ИК ПИРОМЕТРИИ

А.В.Афанасьев, И.Я.Орлов, А.Е.Хрулев

Нижегородский госуниверситет

А.Г.Карепанов, В.П.Медведев

Вятский госуниверситет

При измерении температуры бесконтактными пирометрами в точке нагрева имеют место эффекты, увеличивающие погрешность измерения при высокой температуре объекта: излучательная способность многих материалов изменяется с изменением температуры, погрешность вносят особенности теплового излучения испаряющегося металла; большой градиент температуры в области нагрева и т.д. Устранить влияние этих погрешностей можно, проводя измерение температуры вне точки нагрева.

Экспериментальные исследования методики бесконтактного контроля температуры вне точки нагрева проводились на серийной вакуумной электронно-лучевой установке ЭЛУ-45-90 [1].

На рис.1 приведена зависимость напряжения $U_{\text{пир}}$ на выходе пирометра от физической температуры T_K , измеренной вольфрам-редиевой термопарой контактным способом в точке нагрева А. Здесь l – расстояние от точки нагрева А до точки контроля В поверхностной температуры ИК пирометром. Как видно из рис.1, эта зависимость имеет явно выраженный нелинейный характер, что следует из известного соотношения, связывающего физическую T_K и радиационную температуры T_n . При постоянной физической температуре T_K с уменьшением расстояния l происходит увеличение напряжения $U_{\text{пир}}$. Отметим, что увеличение расстояния между точкой нагрева и точкой измерения при $l \geq 12$ мм зависимости $U_{\text{пир}} = f(T_K)$ практически сливаются (рис.1).

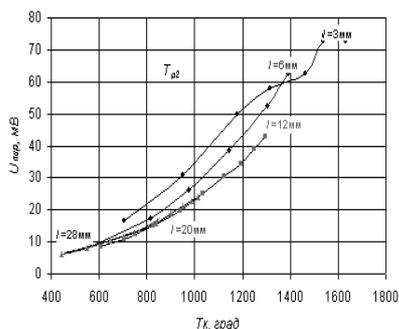


Рис.1

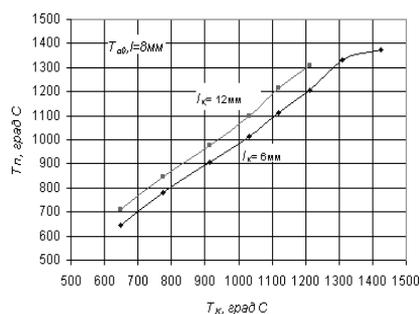


Рис.2

Поэтому целесообразно оценить погрешность бесконтактного измерения температуры в зависимости от малых расстояния $l \in (6, 12)$ мм, где градиент температур при нагреве значителен.

Оценку погрешности смещенного измерения проведем путем использования калибровочных характеристик, снятых на расстояниях $l_{K2} = 12$ мм, $l_{K1} = 6$ мм при определении поверхностной температуры T_n на расстояниях $l = 3$ мм, 4 мм, 6 мм, 8 мм, 20 мм от места нагрева. Как видно из рис.2, где для примера приведены откалиброванные показания пирометра T_n при измерении на расстоянии $l = 8$ мм от точки нагрева, имеем практически линейную шкалу $T_n = f(T_K)$ до контактных температур $T_K \approx 1300^\circ\text{C}$ в точке измерения. Отметим, что калибровка по отличающимся калибровочным характеристикам ($l_{K2} = 12$ мм, $l_{K1} = 6$ мм) дает погрешность идентификации физической температуры по измеренной поверхностной (рис.3).

Причем, чем больше разница между калибровочным расстоянием l_K и позиционированием l пирометра, тем больше погрешность. В нашем случае эта погрешность при ошибке позиционирования в 8 мм не превышает 100°C (рис.3).

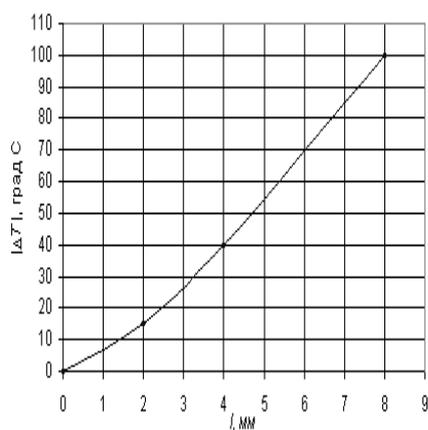


Рис.3

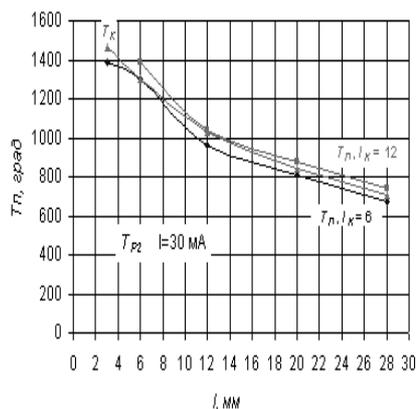


Рис.4

Необходимо отметить, что значения контактной температуры, как показано выше, лежат между двумя зависимостями поверхностной температуры, определяемым по разным калибровочным характеристикам (рис.4). Максимальная погрешность калиброванного пирометрического измерения вблизи калиброванных точек (в нашем случае l от 5 до 15 мм) не превышает 50°C .

[1] Орлов И.Я., Хрулев А.Е. // Датчики и системы. 2002. №3. С.8.

ФЛУКТУАЦИИ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ВЗВОЛНОВАННОЙ ВОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ, ПОКРЫТОЙ СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА

А.С.Пелюшенко

Нижегородский госуниверситет

Наиболее серьезным фактором, ограничивающим точность поляризационных радиометрических измерений пленки нефтепродукта на поверхности воды, является ветровое волнение. Влиянию ветрового волнения на радиоизлучение чистой водной поверхности посвящено большое количество работ [1-2]. В работе [3] рассмотрено влияние ветрового волнения на точность измерений тонких пленок нефти при условии их однородного распределения по поверхности волны. Однако анализ лабораторных экспериментальных результатов показал аномальный характер изменений яркостных температур на горизонтальной поляризации для толстых пленок нефти в "зонах неоднозначности" [3] при наличии волновых возмущений. Измерения велись синхронно на горизонтальной поляризации для двух длин волн $\lambda=8,82$ мм и $\lambda=24,6$ мм с постоянной времени радиометров $\tau=0,01$ сек.

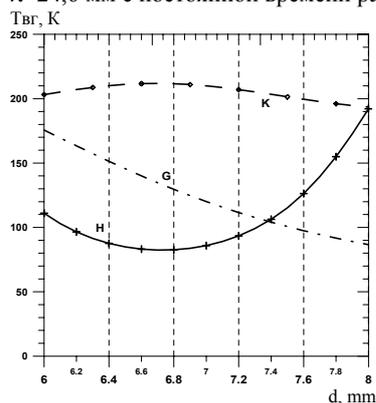


Рис. 1

На рис.1 представлены результаты ожидаемых средних яркостных температур $T_{вг}$ для спокойной поверхности воды со слоем однородной пленки нефти для длины волны $\lambda=8,82$ мм для горизонтальной (H) и вертикальной (K) поляризации и $\lambda=24,6$ мм для горизонтальной поляризации (G) в области толщин пленок $d=6-8$ мм, а на рис.2 наблюдаемые яркостные температуры в относительных единицах T_g на горизонтальной поляризации при крупномасштабных волновых возмущениях (F) и спокойной поверхности (B) для длины волны $\lambda=8,82$ мм ($d=6,8$ мм), масштабированное к (F) синхронная реализация радиометрического сигнала для длины волны $\lambda=24,6$ мм ($d=6,8$ мм) (J) и средние яркостные температуры T_g при $d=6,4$ мм (A), $d=7,2$ мм (D) для длины волны $\lambda=8,82$ мм.

Из рис.2 можно сделать несколько выводов:

1. Существует корреляция между синхронными реализациями радиометрического сигнала при малых крупномасштабных волновых возмущениях на двух длинах волн, и временные вариации сигналов имеют колебательный характер

2. При больших волновых возмущениях, для $d=6,8$ мм, регистрируется увеличение яркостной температуры на горизонтальной поляризации для $\lambda=8,82$ мм, для $\lambda=24,6$ мм оно отсутствует.

Попробуем объяснить эти факты.

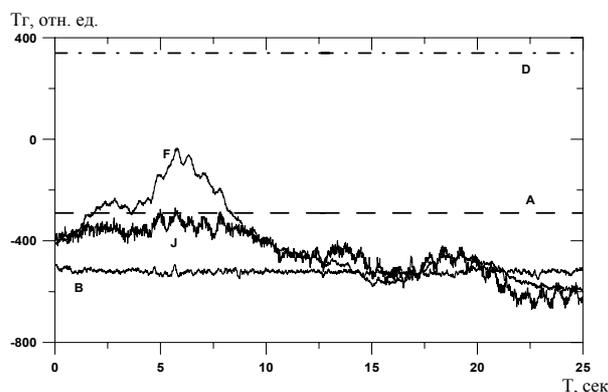


Рис. 2

1. При волновых возмущениях, через диаграммы направленности радиометров проходят крупномасштабные волны, что приводит к синхронному изменению угла наблюдения элемента крупной волны, что в свою очередь приводит к изменению наблюдаемой яркостной температуры согласно фасеточной

теории, в приближении однородного слоя пленки нефтепродукта [1-3].

2. Если проанализировать рис.1, то можно заметить что в “зонах неоднозначности” [3] небольшие изменения d (в любую сторону) приводят к увеличению/уменьшению (в зависимости от “зоны”) яркостной температуры. Например, при среднем значении $d_{CP}=6,6$ mm (рис.1) через диаграмму последовательно будут проходить “гребни” ($d < d_{CP}$) и “впадины” ($d > d_{CP}$), однако результирующая яркостная температура будет выше. Подобная ситуация будет наблюдаться, если в диаграмму направленности радиометров попадает несколько гребней или впадин. При других d , не попадающих в “зону неоднозначности”, этот эффект не будет наблюдаться, вследствие усреднения на пологом участке. Толщина $d=6,8$ mm достаточно близко находится к “центру” зоны неоднозначности для длины волны $\lambda=8,82$ mm, однако для $\lambda=24,6$ mm (рис.1) точка находится на “пологом” участке, и данный эффект не наблюдается.

Полученные результаты показали важность понимания характера флуктуаций яркостных температур водной поверхности, покрытой слоем нефти, для разработки методики повышения точности измерения абсолютных толщин пленок нефтепродукта на водной поверхности при наличии ветрового волнения.

- [1] Шутко А.М. СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. –М.: Наука, 1986, 188с.
- [2] Цейтлин Н.М., Шутко А.М., Жислин Г.М. Радиоизлучение моря на сантиметровых волнах и его флуктуации. –М.: Препринт ИРЭ АН СССР, 1974, № 6(155)., 52с.
- [3] Пелюшенко А.С. //Тр. 4-й научн. конферен. по радиофизике. 7 мая 2001 /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ТАЛАМ, 2001, с.146.

ОСОБЕННОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ГЕНЕРАТОРА МОДЕЛИРУЕМЫХ ЧАСТОТ

Е.В.Прокофьев, С.Н.Колесников

Нижегородский госуниверситет

Автоколебания (АК), теоретически обоснованные и изученные А.А.Андроновым и учениками его школы [1], являются господствующим типом гармонических колебаний в современной радиотехнике. Моделируемыми колебаниями (МК) предлагается называть гармонические колебания нового типа, генерируемые узлами аналоговой техники [2,3]. В отличие от генераторов АК, генераторы МК не содержат линейных колебательных контуров и нелинейных узлов, вносящих в колебательный контур отрицательное сопротивление.

В технике систем автоподстройки частоты (АПЧ) генераторы АК являются основой для создания перестраиваемых по частоте генераторов (ПГ) [4] путем включения в колебательный контур варикапа. Существенные недостатки таких ПГ: 1) перекрытие диапазона частот незначительное (единицы раз); 2) на низких частотах (ниже 1 МГц) варикапы не эффективны; 3) имеет место искажение гармонической формы (изохронность). А что дает ПГ моделируемых частот (ПГМЧ)? Ведь там нет колебательных контуров и не требуется варикап.

Основой структуры ПГМЧ является аналоговый интегратор на операционном усилителе (ОУ) [2,3], который осуществляет операцию интегрирования по формуле:

$$U = -\frac{1}{RC} \int_0^t Y dt + U_n \quad (1)$$

где Y и U – входное и выходное напряжения интегратора в [В], C – емкость конденсатора обратной связи в [мкф], R – входной резистор в [МОм], U_n – начальное значение в [В]. Для моделирования связи между частотой ω и фазой φ осуществляем масштабные преобразования $\varphi = U/U_0$, $\omega = Y/Y_0$, где U_0 – масштаб по фазе в [в/рад], Y_0 – масштаб по частоте в [в·сек/рад]. В результате, между фазой φ и напряжением U , угловой частотой ω и напряжением Y устанавливается взаимоднозначное соответствие. Существенным препятствием при моделировании (1) является ограниченность диапазона рабочих напряжений ОУ (10 [В]), что противоречит бесконечному изменению фазы φ . Для преодоления этого препятствия в [2] было предложено бесконечное изменение φ преобразовать в пилообразное напряжение U путем включения в обратную связь ОУ специального ключа. Тогда из (1) следует:

$$U = -\frac{1}{RC} \left(\int_0^{T_{p1}+\tau} Y dt + \int_{T_{p1}+\tau}^{T_{p2}+\tau} Y dt + \dots + \int_{T_{p(i-1)}+\tau}^{T_{pi}+\tau} Y dt + \int_{T_{pi}+\tau}^t Y dt \right) + U_n \quad (2)$$

где i – порядковый номер пилообразного колебания, T_{pi} – время рабочего хода пилы, переменное во времени, τ – постоянное время обратного хода, при этом $\tau \ll T_{pi}$. Из (2) следует, что информация о текущей фазе будет представлена в виде:

$$\varphi = - (2\pi Y_0 / RC U_0) i - \omega dt + \varphi_n, \quad (3)$$

т.е. в виде целой части, убывающей по мере изменения номера i , дробной части, примыкающей к текущему времени t , и начальной фазы φ_n . Пила разбивает ось времени t на бесконечно чередующийся ряд переменных во времени интервалов T_i , практически, равные T_{pi} .

Проведем теперь вычисление характеристики ПГМЧ для квазистатического случая, когда входное напряжение Y квазипостоянное. Положим $Y = X_0 + X$, где X – управляющее квазипостоянное напряжение, а X_0 – постоянное смещение. Т.к. период и частота связаны соотношением:

$$- \int_{t_i}^{t_i+T} \omega dt = 2 \cdot \pi, \quad (4)$$

то $\omega = - 2\pi / T$. Знак “ – ” в (4) – из-за убывающего характера изменения фазы (3). Очевидно, что при квазипостоянных переменных $T = T_i$. Тогда из (3) и (4) следует, что:

$$\omega = - \{2\pi / [RC(U_n + U_k)]\} (X + X_0), \quad (5)$$

где U_k – напряжение срабатывания в ключевой схеме.

Выражение (5) является характеристикой ПГМЧ. Его отличие от известных:

- 1) Характеристика ПГМЧ находится в области отрицательных частот и имеет отрицательную крутизну, а операцией инвертирования она переключается в аналогичную, но в области положительных частот с положительной крутизной.
- 2) Диапазон изменения крутизны широкий, и определяется диапазоном выбора RC (для современных ОУ это 1млн. раз).
- 3) Характеристика линейная в пределах всех диапазонов изменения ω и X .
- 4) Отсутствуют нелинейные искажения типа изохронности.
- 5) ПГМЧ выдает информацию о текущем значении мгновенной фазы.
- 6) При $X_0 = 0$ характеристика имеет нулевую частоту в центре.

- [1] Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. –М.: Фмгиз, 1959, 465с.
- [2] Прокофьев Е.В. Способ генерирования колебаний //Патент РФ N2131144, МКИ G 06 G 7/26, H 03 B 1/00, опубл. БИ N15, 1999.
- [3] Прокофьев Е.В. //В кн.: Тр. 3-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 1999г. /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ННГУ, 1999, с.143.
- [4] Шахильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. –М.: Связь, 1972, 342с.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО РАДИОМЕТРА НА БАЗЕ МИКРО ЭВМ

И.В.Ракуль, В.Д.Кротиков, С.А.Пелюшенко, А.С.Пелюшенко,
И.Н.Мордвинкин

Научно-исследовательский радиофизический институт

Для реализации поляризационного радиометрического метода дистанционного зондирования параметров разливов нефти на воде [1,2] создан опытный образец трехканального поляризационного радиометра (ПР) с системой управления и обработки данных (СУОД). Вычислительным модулем выбрана модель MicroPC – “Octagon 6040”. Это встраиваемая IBM PC с необходимым объёмом средств памяти. СУОД обеспечивает непрерывную автономную работу в течение 8 часов в полевых условиях и обработку данных в реальном масштабе времени с необходимой точностью измеряемых параметров разливов нефти.

На рис.1 представлена структурная схема СУОД. Автоматизированная система обеспечивает решение следующих задач.

- Ввод информации с аналоговых выходов радиометрических каналов и датчиков контроля угла крена и угла места;
- Выработку управляющих сигналов для переключения поляризации в радиометрических каналах, для переключения радиометрических каналов (24,6 мм и 26,8 мм), управление звуковым излучателем, контроль автономного питания;
- Обработку исходных данных с использованием встроенного программного обеспечения;
- Отображение результатов измерений на встроенном индикаторе;
- Обеспечение оператору управления системой в диалоговом режиме.

Встроенные в устройство стандартные разъемы обеспечивают дополнительные возможности системы:

- подключение внешней ЭВМ типа IBM PC для архивирования результатов измерений, тестирования самой системы,
- подключение GPS приёмника для съёма координат места измерений,
- подключение печатающего устройства для оперативной выдачи твёрдой копии результатов измерений.

После включения питания ЭВМ

СУОД производит тестирование питающих напряжений и выдаёт директиву оператору на включение радиометров. Оператор выбирает один из трех режимов работы: “калибровка”, “измерение”, “выключение”. В режиме “калибровка”

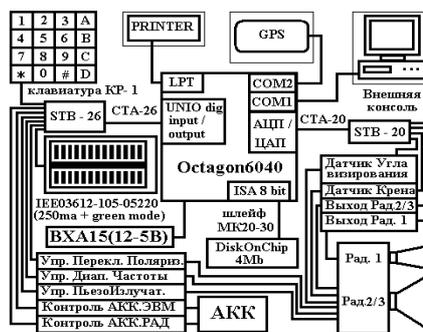


Рис. 1

оператор наводит устройство на небо, и СУОД сравнивает сигнал от неба с сигналом внутренней нагрузки. В режиме "измерение" оператор направляет радиометр на исследуемое пятно нефти и нажимает кнопку для фиксирования системной угла визирования θ (относительно уровня горизонта) пятна нефти. Система СУОД измеряет уровни сигналов на выходе радиометров $T_{a,пл}^{верт,8,8}$, $T_{a,пл}^{гор,8,8}$, $T_{a,пл}^{верт,24,6(26,8)}$, $T_{a,пл}^{гор,24,6(26,8)}$ для двух поляризаций (время однократного измерения равно 1 сек) и звуковым сигналом оповещает оператора о продолжении работы. Оператор переводит радиометр в режим визирования участка атмосферы на угле возвышения над горизонтом, равным углу визирования θ пятна нефти. Совпадение угла визирования неба с величиной, соответствующей значению угла визирования плёнки нефти, контролируется системой СУОД, и при удержании угла крена в допустимом интервале СУОД измеряет уровень сигналов на выходе радиометров $T_{a,атм}^{верт,8,8}$, $T_{a,атм}^{гор,8,8}$, $T_{a,атм}^{верт,24,6(26,8)}$, $T_{a,атм}^{гор,24,6(26,8)}$ для атмосферы. Измеренные значения сигналов преобразуются в отношения $K_{изм}(8,8,24,6,26,8)мм$

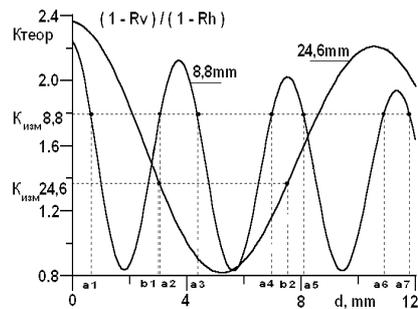


Рис. 2

$$K_{изм} = \frac{T_{a,пл}^{верт} - T_{a,атм}}{T_{a,пл}^{гор} - T_{a,атм}} \cong \frac{1 - R^{верт}(\theta, d)}{1 - R^{гор}(\theta, d)} = K_{теор} \quad (1)$$

Значения $K_{изм,8,8}мм$, $K_{изм,24,6(26,8)мм}$ программно сравниваются с рассчитываемыми значениями $K_{теор,8,8}мм$ и $K_{теор,24,6(26,8)мм}$ для рабочих длин волн 8,8мм, 24,6мм(26,8мм) и угла визирования θ исследуемой плёнки нефти в диапазоне значений $d \in \{0мм \dots 12мм\}$. Из условия (1), в соответствии с (2) из [2]: $K_{изм} = K_{теор}$ определяются значения $d_1 \in \{a_1 \dots a_7\}$ (рис.2) для канала 8,8 мм и $d_2 \in \{b_1 \dots b_7\}$ для канала 24,6(26,8) мм. Из всех пар значений d_1 и d_2 программно определяется пара (a_2 и b_1) с минимальным отличием, из которых рассчитывается конечная величина толщины плёнки нефти. Радиометрический канал 26,8 мм по идеологии метода аналогичен радиометрическому каналу 24,6 мм и используется для обеспечения однозначности измеряемых величин толщины нефти в диапазоне от 0 до 12 мм.

- [1] Pelyushenko S. A. //Spill Science & Technology Bull. 1995.V.2, №4. P.249.
 [2] Пелюшенко С.А., Ракуть И.В., Мордвинкин И.Н., Пелюшенко А.С. //В кн.: Тр. 5-й научной конференции по радиофизике. 7 мая 2001 г. /Ред. А.В.Якимова. - Н.Новгород: ТАЛАН, 2001, с.144.

ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗАТОР МОДЕЛИРУЕМЫХ ЧАСТОТ

А.В.Тюрин, Е.В.Прокофьев

Нижегородский госуниверситет

Известен цифровой синтезатор частот (ЦСЧ) типа *Digiphase* [1]. Цифровая реализация мгновенной фазы в этом ЦСЧ дает основу для создания цифрового синтезатора моделируемых частот (ЦСМЧ). Его структурная схема представлена на рис.1. Отличительной особенностью данного ЦСМЧ от *Digiphase* является включение в контур регулирования перестраиваемого генератора моделируемых частот (ПГМЧ) [2], реверсивного счетчика (РСЧ) и устройства задания кода (УЗК) со знаком (ЗН).

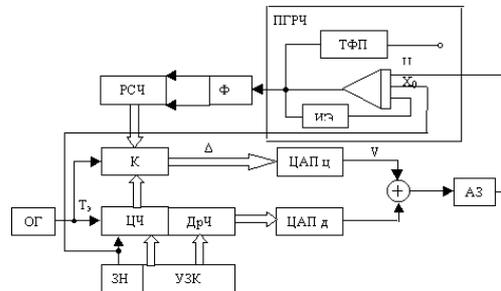


Рис.1

Код заданной частоты с УЗК поступает на фазовый вычислитель (ФВ), где происходит вычисление мгновенной фазы по тактам опорного генератора (ОГ). Также по тактам ОГ происходит сравнение мгновенных фаз: заданной с ФВ и фазы ПГМЧ с РСЧ. Разность этих фаз C поступает на ЦАП, где она преобразуется в напряжение V . Напряжение V поступает на астатическое звено (АЗ), с выхода которого образуется управляющее напряжение U , которое поступает на вход ПГМЧ, за счет чего и происходит подстройка ПГМЧ. Процесс повторяется заново до тех пор, пока разность фаз C не будет равна 0, что означает точную подстройку частоты ПГМЧ к заданной частоте УЗК с нулевой погрешностью по частоте и фазе.

Для исследования переходных процессов ПГМЧ предлагается линеаризованная математическая модель:

$$C = \int_0^t (\Delta - S \cdot U) dt, V = \delta C, U = \frac{1}{T_u} \int V dt + aV. \quad (1)$$

где C – разность заданной фазы в УЗК и бегущей фазы ПГМЧ, V – напряжение на выходе ЦАП, δ – масштабный коэффициент в вольтах, U – напряжение на выходе АЗ, T_u – постоянная времени интегрирования, a – коэффициент усиления, Δ – малое отклонение частоты УЗК.

В данной модели предложены следующие идеализации.

1. Безразмерный дискретный цифровой код фазы в ФВ заменяется его непрерывным аналогом.
 2. РСЧ имеет конечную емкость, следовательно, при заполнении его нужно обнулять, а счет начинать заново. Поэтому считаем счет бесконечным.
 3. ПГМЧ считаем безинерционным. Зависимость частоты F ПГМЧ от управляющего напряжения определяется выражением: $F = -F_0 - SU$, где F_0 – частота ПГМЧ при $U=0$, $S[\Gamma\text{ц}/\text{В}]$ – крутизна характеристики.
- Систему (1) можно представить в виде дифференциального уравнения:

$$\frac{d^2U}{dt^2} + a\delta S \frac{dU}{dt} + \frac{1}{T_u} \delta S U = \frac{1}{T_u} \delta \Delta \quad (2)$$

Предположим, что произошел скачек частоты УЗК $\Delta = \varepsilon \cdot 1(t)$. Отклик на этот скачек вычисляется из решения уравнения (2), используя, например, аппарат преобразований Лапласа. На рис.2 изображены решения уравнения (2) при различных $a^2\delta ST_u$, которые характеризуют скорость перестройки частоты ПГМЧ.

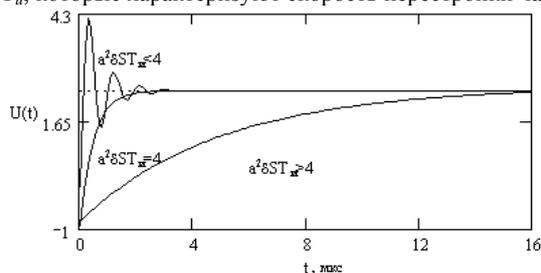


Рис.2

Самым быстрым является переходный процесс на границе перехода от аperiodического к колебательному, т.е. при $a^2\delta ST_u = 4$.

Исследованный ЦСМЧ предлагается использовать в экспериментах с регламентируемыми частотами в радиолюбительском диапазоне 136 кГц.

Для реальных значений параметров: $F_0 = -136$ кГц, $\Delta = -1$ кГц, $S = 200$ Гц/В, $\delta = 1$ В, $a = 10$, $T_u = 10^{-5}$ с время переходного процесса по уровню 0,99 составляет 3 мкс.

- [1] Прокофьев Д.Е., Преображенская Л.Л. Синтезатор частот, авт. свид. СССР №1591731, кл. Н 03 L 7/18, 1990.
- [2] Прокофьев Е.В. //В кн.: Тр. 3-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 1999 г. /Ред. А.В.Якимов. –Н.Новгород: ННГУ, 1999, с.143.

АТМОСФЕРНЫЙ ОЗОН И НЕЙТРОННАЯ СОЛНЕЧНАЯ АКТИВНОСТЬ В ПЕРИОД 1996-2000 ГГ.

Д.В.Савельев, И.П.Ястребов

Нижегородский госуниверситет

В данной работе изложен результат исследований, направленных на выяснение факторов, влияющих на перераспределение молекул атмосферных газов по вращательным энергетическим уровням. В течение ряда лет в Нижегородском университете проводятся измерения спектральных линий атмосферного озона на нескольких частотах. Для измерений используется комплекс аппаратуры, описанный в [1]. Впервые сравнение данных измерений теллурических линий с солнечной активностью было проведено в работе [2]. В качестве меры солнечной активности рассматривались числа Вольфа. Расчет коэффициента корреляции показал отсутствие явной связи чисел Вольфа с поведением озоновых линий.

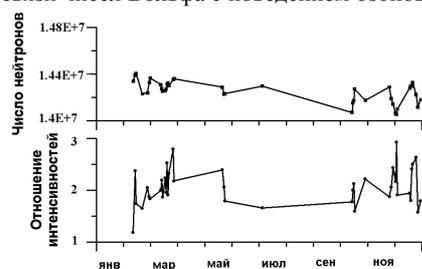


Рис.1

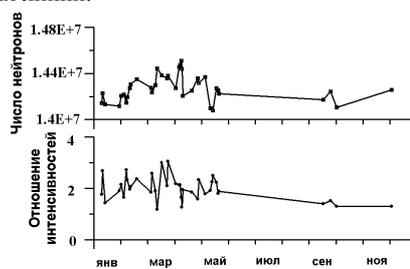


Рис.2

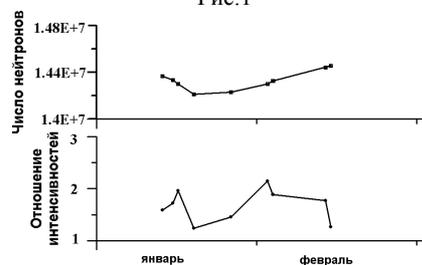


Рис.3

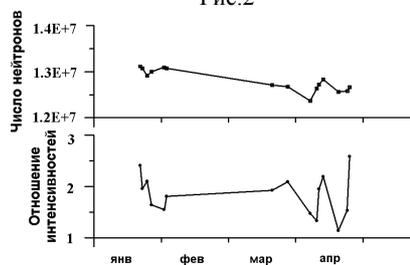


Рис.4

В ряде публикаций [3-7] приведены результаты поведения озоновых линий в зависимости от интенсивности протонного излучения, отмечена тенденция уменьшения содержания озона при увеличении интенсивности этого излучения. Влияние протонов наиболее сильно в полярных областях в виду отклонения положительно заряженных частиц в магнитном поле Земли. Поэтому для умеренных широт, возможно, интереснее сопоставление данных о нейтральных частицах, также присутствующих в солнечном излучении, с результатами измерений озона.

Далее рассматривается корреляция между отношением интенсивностей измененных теллурических линий и нейтронным солнечным излучением, данные о котором доступны в Интернет. На рис. 1-4 показаны для 1996, 1997, 1998, 2000 года, соответственно, отношения интенсивностей линий 101736 и 96228 МГц (нижние графики) и число нейтронов, зафиксированных нейтронным монитором NM-64 (ИЗМИРАН, Троицк). В таблице приведены результаты расчета коэффициента корреляции временных рядов для отношения интенсивностей и числа нейтронов. По ним можно сделать вывод о небольшой, но положительной корреляции. Для 2000 года расчет производился двояко: по отношению к усредненным величинам на каждый день, как для предшествующих лет, и с учетом точного времени измерения линий, когда каждому отношению интенсивностей ставилось в соответствие число нейтронов на час эксперимента. Результат второго варианта расчета указан в таблице как 2000*, для него коэффициент корреляции значительно выше, что позволяет делать вывод о целесообразности такого варианта. Вариации числа нейтронов и интенсивностей линий в течение суток существенны, поэтому учет точного времени при расчете коэффициента корреляции, видимо, необходим.

Год	1996	1997	1998	2000	2000*
Число точек	35	32	9	13	28
Коэффициент корреляции	0,22	0,25	0,04	0,20	0,40

В целом результаты показали наличие некоторой связи нейтронной солнечной активности и поведения спектральных линий озона. Однако жесткой корреляции не обнаружено. Это говорит о необходимости как продолжения изучения других факторов, влияющих на отношение интенсивностей линий атмосферного озона, в совокупности с нейтронным излучением, так и более точного учета времени реакции атмосферы на воздействие нейтронного излучения.

Данная работа поддержана грантом РФФИ №01-02-16435.

- [1] Шкелев Е.И., Кисляков А.Г., Савельев Д.В. //ПТЭ. 1995. № 6. С.132.
- [2] Кисляков А.Г., Савельев Д.В., Шкелев Е.И., Евсеев А.П. //В кн. XXVII Радиоастрономическая конференция. –Санкт-Петербург: Институт прикладной астрономии. 1997. Т.2. С47.
- [3] Shumilov O.I., Henriksen K., Rasponov O.M., Kasatkina E.A. //Geophys. Res. Left. 1992. V.19, №16. P.1647.
- [4] Swider W., T.I. Keneshea. //Planet Space Sii. 1973. V.21. P.1969.
- [5] Thomas R.T., Barth G.A., Rofunan G.T., etc. //Measurement. Geophys. Res. Left. 1983. V10, №4. P.257.
- [6] Heath D.F., Kruger A.T., Grutzen P.T. //Science. 1977. V197. P.886.
- [7] Jackman C.H., Nieljen F., Allen D.T., etc. //Geophys. Res. Left. 1993. V20, №6. P.32.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КИНЕМАТИКИ КОСМИЧЕСКОГО МАЗЕРА

А.Г.Кисляков, М.В.Носов

Нижегородский государственный университет

Наблюдения на интерферометре со сверхдлинной базой показывают, что источники мазерного излучения состоят из большого числа малых компонент (ядер). Самый интенсивный из всех известных мазерный источник – это H₂O-мазер в W49. Диапазон лучевых скоростей в W49 простирается приблизительно от –200 до 200 км/с. На рис.1 представлены два спектра излучения мазера в W49 в линии 1,35 см, измеренные в разное время [1]. Вариации радиоизлучения H₂O-мазеров вызваны движением отдельных ядер, а иногда их появлением и исчезновением. Соответствующие им спектральные составляющие часто неразрешены, что затрудняет определение числа ядер и характера их движения.

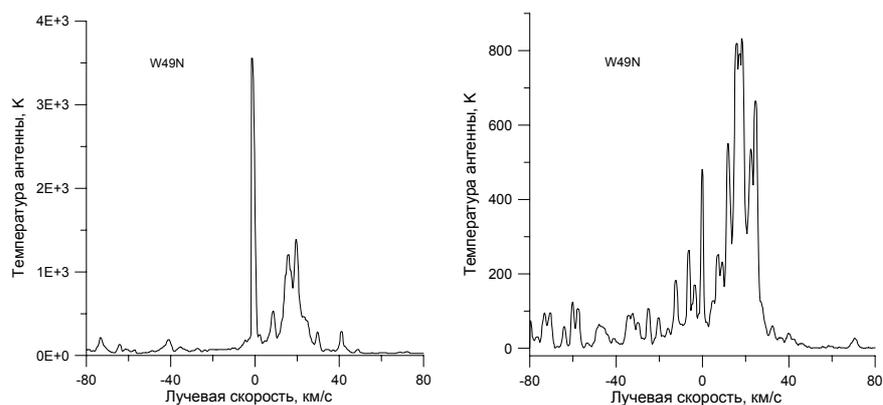


Рис.1

В данной работе делается попытка построить модель движения ядер внутри мазера и получить для различных видов кинематики соответствующие им спектры с целью определения характера движений по особенностям этих спектров. Движения ядер считаются стационарными и имеющими центральную симметрию: 1) ядра удаляются от некоторого центра с увеличением скорости; 2) ядра движутся к центру и 3) ядра совершают круговое движение вокруг центра (рис.2).

Температуры излучения отдельных ядер, с учетом эффекта Доплера, определяются соотношением:

$$T_i(v, n) = T_0(n_i) \exp(-(v + v_{zi}/c - v_0)^2 \Delta v^{-2}),$$

где $v_0 \approx 22,5$ ГГц, n – концентрация, а v_{zi} – лучевая скорость. Суммируя излучение всех ядер, получим спектр излучения мазера $T(v)$.

Обратимся теперь к рис.2. Видно, что каждый объект с одинаковым номером движется одинаково на всех картинках, т.е. спектр излучения этих объектов для всех трех движений получится одинаковым. Однако для различных типов движения набор скоростей различен, и суммарные спектры также отличаются. Задача моделирования кинематики сводится к выбору зависимостей $n(r)$ и $V(r)$. В данной работе рассмотрены два типа движения: 1) $V \sim r$ при $n \sim 1/(r+r_0)$ и 2) $V \sim 1/(r+r_0)^{0.5}$ при $n \sim 1/(r+r_0)$. Первый случай соответствует процессу разлета ядер, а второй – круговому движению. Суммарные спектры рассчитаны для достаточно большого количества ядер, они имеют незначительные отличия, и здесь не приводятся. Ниже описывается попытка дополнительного анализа $T(v)$.

В работе [2] использовано преобразование Вигнера – Вилля (ВВ) для анализа временных зависимостей излучения лазера W49, что дало новую информацию о динамике лазера. Результаты применения этого преобразования к функциям $T(v)$ представлены на рис.3.

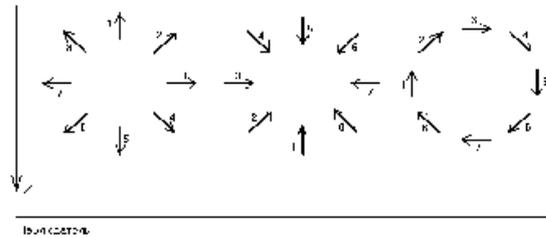


Рис.2

На этом рисунке ясно видны отличительные особенности полученных спектров $T(v)$. В левой части рис.3 показана диаграмма ВВ, соответствующая радиальным движениям ядер, а в правой – круговым. Оси абсцисс диаграмм ВВ – лучевые скорости ядер, а ординаты дают временные масштабы их движения. Плотность изображения пропорциональна температуре излучения.



Рис.3

Следует отметить, что при небольшом числе объектов, когда полученный набор скоростей сильно отличается от теоретического, систематических отличий в диаграммах ВВ для разных движений выделить не удастся.

[1] Liljeström T. and Gwinn C.R. //Ap. J., 2000. V.534. P.781.

[2] Kislyakov A.G. //The IV-th Int. Symp. "Phys. and Eng. of MM & subMM Waves", MSMW'2001. June 4-9, 2001, Kharkov, Ukraine. Proc., V1, p.135.

**ЛАЗЕРНАЯ ГИПЕРТЕРМИЯ МЯГКИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ
С КОНТРОЛЕМ ТЕМПЕРАТУРЫ ВНУТРЕННИХ СЛОЕВ МЕТОДОМ
АКУСТОЯРКОСТНОЙ ТЕРМОМЕТРИИ**

М.В.Жадобов ¹⁾, Е.В.Кротов ²⁾, А.М.Рейман ²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾Институт прикладной физики РАН

В настоящее время одной из актуальных задач медицинской диагностики является исследование возможности контроля внутренней температуры биологической ткани неинвазивными методами. Пассивные методы, например, акустоярковая (АЯ) термометрия, позволяют существенно упростить процедуру диагностики и лечения ряда заболеваний. Одной из наиболее перспективных областей использования АЯ термометрии является контроль внутренней температуры при гипертермии мягких биологических тканей.

Данная работа направлена на экспериментальное исследование возможности применения метода АЯ термометрии для контроля внутренней температуры при процедурах лазерной гипертермии мягких биологических тканей.

Эксперименты проходили в два этапа. На первом этапе были проведены исследования температурной реакции *in vitro* образца ткани печени, в которую с помощью оптоволоконного ввода направлялось греющее излучение непрерывного Nd:YAG лазера с длиной волны 1,064 мкм, средняя мощность которого могла изменяться в диапазоне от 400 до 1000 мВт. Акустоярковая температура регистрировалась в течение всего времени нагрева (300 сек) 12-ти канальным акустоярковым термометром (АЯТ). Реальная термодинамическая температура регистрировалась контактным электротермометром. В результате проведенных экспериментов была измерена зависимость локальной термодинамической температуры ткани печени от мощности на выходе оптоволоконного ввода. Измерена зависимость акустоярковой температуры от глубины залегания оптоволоконного ввода. По полученным данным вычислен коэффициент затухания ультразвука для ткани печени, который составил $0,6\text{см}^{-1}$. Коэффициент акустического поглощения печени, измеренный независимо активным ультразвуковым методом на частоте 2МГц, составил $0,62\text{см}^{-1}$.

Второй этап заключался в проведении экспериментов на фантоме, представляющем собой плоскоструктурную среду из чередующихся вертикальных слоев печени и куриной грудки, обладающих различными оптическими свойствами – поглощением и рассеянием. Результаты экспериментов показали возможность поперечной локализации неоднородностей, отличающихся оптическим поглощением.

Результаты работы показали, что методы АЯ термометрии применимы для контроля внутренней температуры при гипертермических процедурах. Кроме этого, с помощью такого метода возможно измерение термодинамических и акустических свойств тканей.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 00-02-16600; 01-02-17645; 02-02-06274) и 6-го конкурса - экспертизы молодых ученых РАН (проект №399).

АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПОГЛОЩЕНИЯ МЯГКИХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ

М.В.Жадобов ¹⁾, Е.В.Кротов ²⁾, А.М.Рейман ²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет, ²⁾Институт прикладной физики РАН

Актуальной задачей современной медицинской диагностики является измерение температуры внутренних органов человека. Одним из наиболее перспективных в приложении к медицинским задачам является метод пассивной акустоярковой (АЯ) термометрии. С помощью данного метода, в частности, можно контролировать глубинную температуру биоткани при лазерной гипертермии. Однако для создания эффективной модели распространения лазерного излучения в среде необходимо учитывать оптические свойства исследуемой биологической ткани. При помощи метода АЯ термометрии можно получать информацию о температурной динамике вблизи локализованных источников тепла, а также изучать акустические и оптические свойства биологической ткани.

Данная работа направлена на экспериментальное изучение оптических свойств мягких биологических тканей, взаимодействующих с непрерывным лазерным излучением, методом АЯ термометрии.

В качестве фантома использовался образец говяжьей печени, который помещался в пластиковый контейнер. В эксперименте в качестве греющего использовался непрерывный Nd:YAG лазер с длиной волны $\lambda=1,064$ мкм и средней мощностью 500 мВт. Регистрация акустоярковой температуры проводилась в течение 300 сек 12-ти канальным акустоярковым термографом (АЯТ) на частоте 2МГц. Лазерное излучение заводилось в образец через оптическое волокно вдоль линейки датчиков АЯТ.

Исследование оптических свойств основывается на сравнении динамики АЯ сигнала, принимаемого разными датчиками. По отношению интенсивности сигналов, принимаемых двумя соседними датчиками с учетом температуропроводности, был вычислен коэффициент оптического поглощения образца печени, который составил $3,3\text{см}^{-1}$. Коэффициент оптического поглощения был измерен независимо оптоакустическим (ОА) методом, путем сравнения ОА сигнала от образца с ОА сигналом от эталона с известным коэффициентом поглощения, и был равен $3,1\text{см}^{-1}$.

Результаты экспериментов показали возможность измерения коэффициента оптического поглощения мягких биологических тканей при помощи методов АЯТ. Следует отметить, что описанный метод позволяет проводить измерения коэффициента поглощения не только в оптическом, но и в радио диапазоне длин волн греющего излучения.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (коды проектов: 00-02-16600; 01-02-17645; 02-02-06274) и 6-го конкурса - экспертизы молодых ученых РАН (номер проекта 399).

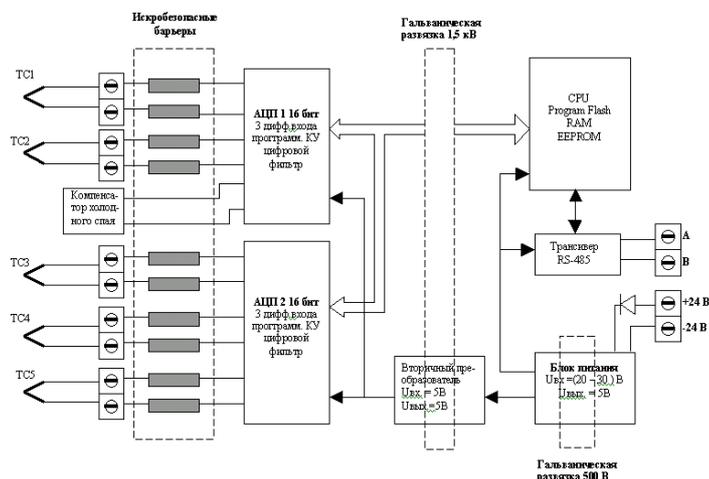
МНОГОКАНАЛЬНЫЙ МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ МОДУЛЬ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

И.В.Жибоедов

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время многие производства начинают активно внедрять системы автоматического управления технологическим процессом, в рамках соблюдения технологии, практически везде, требуется контроль температуры. В приборе для измерения температуры решено использовать термопары. Термопары – распространенные и сравнительно недорогие устройства, работающие в самом широком диапазоне температур. Термопары незаменимы при измерении высоких температур (вплоть до 2300⁰С) в агрессивных средах. Разрабатываемый прибор предназначен для работы в составе систем автоматики контроля и управления технологическими процессами (нефтепереработка, нефтехимия и т.д.). Задачей является разработка прибора, удовлетворяющего следующим требованиям: универсальность, возможность подключения различных типов термопар и конфигурацией прибора на любой тип термопары, как следствие широкий диапазон измерения, требуемую точность измерения (± 3 °С), необходимость обработки результатов измерения на месте и передачи в центральный блок только готовых результатов, возможность работы как в составе системы автоматики, так и автономно, совместимость информационных протоколов прибора со стандартом RS-485, модульное построение, малые габариты, низкое энергопотребление, работа в диапазоне температур $-40^{\circ}\text{C} \dots +50^{\circ}\text{C}$.

Кратко рассмотрим принцип работы прибора, функциональная схема которого представлена на рисунке. Термопары вырабатывают на выходе термоЭДС в диапазоне от микровольт до милливольт, существуют номинальные статические характеристики (НСХ) соответствия напряжения температуре, определённые в ГОСТе Р50431-92. Чтобы правильно определить температуру, точка холодного спая должна находиться при температуре 0⁰С, следовательно, необходимо компенсировать температуру на холодном спаяе. Компенсационное ЭДС должно быть равно разнице между термоЭДС температуры холодного спая и термоЭДС температуры 0⁰С. Для решения этой проблемы был использован прецизионный источник опорного напряжения AD780 фирмы Analog Devices, имеющий встроенный датчик температуры. Напряжение, пропорциональное температуре окружающей среды (холодного спая), подается на один из каналов АЦП и далее используется для расчёта микропроцессором напряжения компенсации в зависимости от температуры. Чтобы обеспечить более точное определение температуры холодного спая термопары, компенсатор физически расположен вблизи от остальных измерительных каналов. В приборе были использованы АЦП AD7714AR-5 в конфигурации с тремя дифференциальными каналами, имеющие программируемые усилитель и цифровой фильтр. Цифровой фильтр позволяет отфильтровывать помехи в линии, наиболее распространенные 50 Гц. Для тактирования каждый АЦП имеет свой кварцевый генератор с частотой 2,048 МГц.



На выходе АЦП мы имеем 16 битное цифровое значение измеряемой величины, имеется возможность программирования шкалы, калибровки нуля. Основным элементом прибора является микропроцессор. Для практической реализации прибора был выбран микропроцессор AT90S8515 фирмы Atmel. Микропроцессор осуществляет пересчёт измеренных кодов АЦП в градусы Цельсия (согласно программе), управляет напряжением, компенсирующим “точку нуля”, и ведёт обмен по интерфейсу RS-485. Функциональной схемой устройства предусмотрена возможность конфигурации типа термодпары и калибровка нуля с помощью сервисного ПО с ПЭВМ. Для этого в программу микропроцессора заложены правила пересчёта полученного кода АЦП в реальную температуру с помощью интерполяции характеристик термодпар сплайнами третьего порядка. Полученная температура передается по интерфейсу RS-485 на более высокий уровень. В качестве трансивера RS-485 использован чип ADM1485.

Результатом работы является универсальный прибор, совмещающий в себе 5 каналов измерения температуры (датчиком измерения температуры являются термодпары), с возможностью выбора типа подключаемой термодпары. Поддержка интерфейса RS-485 обеспечивает универсальность и возможность работы в составе различных систем автоматизации, возможность удалённого размещения прибора от устройства сбора информации. Протокол обмена позволяет работать приборам в составе сети Modbus. Также разработаны программы для ПЭВМ под Microsoft Windows 95/98/NT/2000, позволяющие конфигурировать прибор по интерфейсу RS-232.

[1] Техническая документация на микропроцессоры и микроконтроллеры.

<http://www.atmel.com>

[2] Техническая документация на АЦП. Протоколы информационного обмена с АЦП.

<http://www.argussoft.ru/>

МИКРОВОЛНОВЫЙ СПЕКТРОМЕТР С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ВОЗДЕЙСТВУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ, СОПРЯЖЕННЫЙ С ВАКУУМНОЙ УСТАНОВКОЙ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ СВЕРХЗВУКОВЫХ МОЛЕКУЛЯРНЫХ ПУЧКОВ

**В.Л.Вакс¹⁾, А.А.Виноградов²⁾, Е.Г.Домрачева¹⁾, А.Г.Жогов¹⁾, В.В.Ходос¹⁾,
А.О.Шулешов¹⁾**

¹⁾*Институт физики микроструктур РАН*

²⁾*Нижегородский государственный технический университет*

Исследования спектров сложных многоатомных молекул представляет интерес в различных областях физики и химии. При этом низкая интенсивность их спектров, а также наличие линий поглощения с большей интенсивностью различных низкомолекулярных примесей затрудняет изучение данных молекул. Для решения этой проблемы наиболее эффективным является метод микроволновой пучковой спектроскопии с фазовой манипуляцией воздействующего излучения.

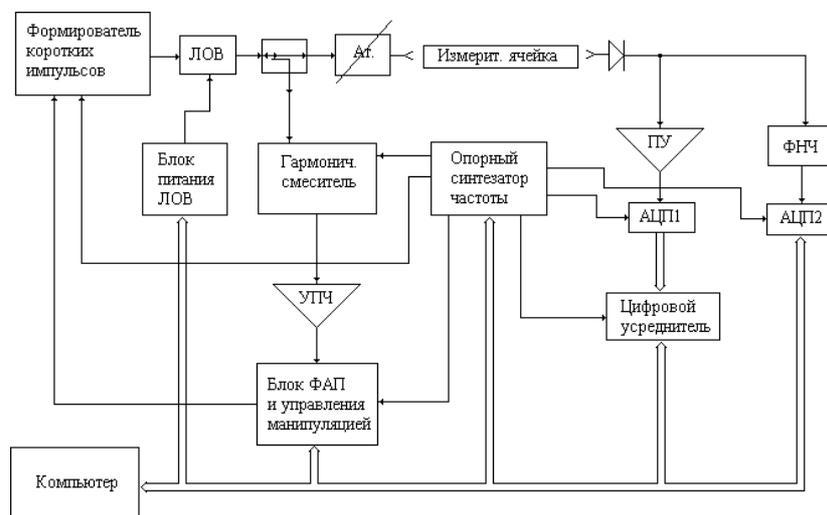
Спектрометр с фазовой манипуляцией воздействующего излучения регистрирует переходные сигналы от линий поглощения, т.е. работает во временной области. Для перевода сигнала в частотную область была применена схема с аппроксимацией экспериментального переходного сигнала теоретическим, при помощи метода наименьших квадратов. При формировании теоретического сигнала используются априорная информация о параметрах линии поглощения (величине столкновительного уширения, доплеровского уширения, насыщения мощностью). Этот метод максимально использует имеющуюся априорную информацию о сигнале и позволяет достичь наилучшего соотношения “полезный сигнал/помеха”. Такой режим обеспечивает наиболее полное взаимодействие излучения с резонансно-поглощающими молекулами, что позволило получить рекордную (для данного диапазона) чувствительность спектрометра. Это достоинство метода фазовой манипуляции проявляется в наибольшей степени при измерении малых концентраций примесей в газовых смесях, где частота и интенсивность аналитической спектральной линии *a priori* известны.

Блок-схема спектрометра с фазовой и частотной манипуляцией 2-х миллиметрового диапазона длин волн приведена на рисунке.

Управление и контроль основных узлов спектрометра, а также обработку спектроскопической информации производит компьютер (РСМ–4820/5x86–133).

Микроволновый спектрометр сопряжен с установкой для получения сверхзвуковых молекулярных пучков – герметичной камерой (резонатор Фабри – Перо), в которой создается вакуум (10^{-4} Торр). В нее производится впрыск со сверхзвуковой скоростью исследуемого вещества в газообразном состоянии, образуется молекулярный пучок. Происходит процесс адиабатического расширения газа, что ведет к понижению его температуры до 10-20⁰К. В этот момент производится регистрация переходных сигналов от линий поглощения исследуемого вещества.

Полученные сигналы накапливаются и предварительно усредняются в цифровом накопителе, а затем передаются на компьютер для последующей их обработки.



Программа написана на языке C++, в качестве компилятора использовался Borland C++ Version 3.1. Интерфейс построен и включен в проект программы при помощи среды визуального проектирования и библиотек LabWindows Version 2.3.1. Для обмена данными с цифровым накопителем используется ISA интерфейс. Установка частоты опорного генератора ЛОВ производится по GPIB интерфейсу. Программа позволяет задавать частоту ЛОВ, режимы работы цифрового накопителя, производить вычитание фонового сигнала и усреднение сигнала, получаемого в различных циклах измерений, а также получать спектр сигнала. Для получения спектра сигнала используется быстрое дискретное преобразование Фурье.

Были проведены тестовые измерения вращательного спектра CO.

- [1] Brailovsky A.B., Khodos V.V., Vaks V.L.// International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 1999. V.20, №.5.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ (ПРОГНОЗИРОВАНИЯ)

А.П.Евсеев, В.В.Баданов

Нижегородский госуниверситет

Проблема оценки неизвестной (недоступной для наблюдения) части функции (временного ряда) по известному отрезку весьма актуальна во многих отраслях человеческой деятельности, от составления экономических прогнозов до поражения маневрирующей цели зенитным снарядом. Успешность её решения зависит от объема предварительной информации об экстраполируемой переменной или её модели,

а так же степени соотношения детерминированной и стохастической составляющих в физическом механизме генерации прогнозируемого показателя. Важным условием является адекватность алгоритма прогноза истинной модели прогнозируемого процесса.

В рамках предлагаемой работы в качестве модели прогнозируемого процесса взята сумма постоянной составляющей S_0 линейного тренда Kt и конечного числа n периодических составляющих произвольной формы, которые, в свою очередь, могут быть промодулированы периодической функцией или линейным трендом. Для приближения постановки задачи к реальной ситуации в модель введен аддитивный белый шум $N(t)$ с нормальным распределением и конечной энергией. Таким образом, аналитическая запись модели рассматриваемого класса сигналов имеет вид:

$$S(t) = S_0 + Kt + \sum_{i=1}^n P_i(T_i t + \varphi_i) + N(t), \quad i=1 \dots n.$$

Для экстраполяции сигнала такой модели представляется перспективным применение алгоритма полигармонической экстраполяции, который состоит в выявлении гармонических компонент входного процесса, определении их амплитуд и фаз, а также тенденций их изменения и линейной экстраполяции их значений для каждой гармоники процесса. После обратного Фурье-преобразования полученного спектра получается новая реализация, включающая в себя часть известной реализации и некоторое количество предварительно неизвестных отсчетов. Аналитическая запись соотношений (в приближении относительно небольшого изменения амплитуд гармоник при последовательном сдвиге окна Фурье-преобразования) имеет вид:

$$A_3(\omega) = 2A_2(\omega) - A_1(\omega),$$

$$\varphi_3(\omega) = 2\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega), \quad S_3(x) = F^{-1}[A_3(\omega) \exp(-j\varphi_3(\omega))].$$

В этих соотношениях индексы 1,2,3 соответствуют последовательным положениям окна Фурье-преобразования, смещающегося по набору данных, $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ – амплитудный и фазовый спектр, соответственно, а F^{-1} – оператор обратного Фурье-преобразования.

В предыдущих публикациях [1-3] были показаны возможности применения этого алгоритма для решения широкого класса радиотехнических, радиофизических и геофизических задач.

В данной работе была исследована зависимость ошибки прогноза от соотношения интервалов прогноза и периода колебаний одиночной синусоиды. Исследовалась зависимость ошибки прогнозирования от соотношения сигнал/шум. Однако основное внимание было уделено обобщению алгоритма на двумерные сигналы.

Анализ результатов машинного моделирования позволяет сделать вывод о работоспособности алгоритма в указанном классе сигналов и его предпочтительности для некоторых ситуаций по сравнению с известными алгоритмами. Необходимо отметить ситуации, когда точность прогноза значительно ухудшается, и он проигрывает традиционным алгоритмам. Это, прежде всего, наличие во входном сигнале доминирующих составляющих с длительностью периода в пределах 2-5 размеров окна Фурье-преобразования. Другая проигрышная ситуация возникает при приближении отношения сигнал/шум на входе алгоритма к единице. Как следует из анали-

тических соотношений, на выходе имеем это отношение, приближающимся к 0,5. Что касается прогнозирования двумерных сигналов, то применение в качестве основной вычислительной процедуры двумерного Фурье-преобразования легко учитывает корреляционные связи по любым направлениям на плоскости для сложной комбинации сигналов, аналогичной одномерному случаю Алгоритм устойчив, имеет небольшое и фиксированное время расчета прогноза для заданных условий.

- [1] Евсеев А.П. //В кн. Сб. тезисов межреспубликанской конференции. Н.Новгород: ННИПИ "КВАРЦ", 1992, с.31.
 [2] Евсеев А.П., Кирьянов К.Г., Шабельников А.В. //В кн. Сб. тезисов межреспубликанской конференции. Н.Новгород: ННИПИ "КВАРЦ", 1992, с.32.
 [3] Евсеев А.П., Снегирев В.С. //В кн. Труды третьей научной конференции по радиофизике. 7 мая 1999г./ Ред. А.В.Якимов, Н.Новгород: ННГУ, 1999, с.163.

ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ НАЗЕМНОЙ КВ СВЯЗИ

И.М.Еремин, В.Е.Семенова

Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники

Напряженность поля в области тени и полутени вдоль однородной гладкой земной поверхности определяется произведением напряженности поля в свободном пространстве на множитель ослабления, который представляется контурным интегралом или в виде комплексного ряда вычетов по бесчисленным полюсам подынтегральной функции. Полюса t_s находятся из решения уравнения [1]

$$w'(t_s) - qw(t_s) = 0, \quad (1)$$

где $w(t_s)$ и $w'(t_s)$ – функция и ее производная, связанные с функциями Эйри 1-го и 2-го рода и их производными; q – комплексный параметр, характеризующий электрические параметры почвы; s – номер полюса.

Решение уравнения (1) является сложной задачей, не имеющий удовлетворительного алгоритма, и потому численные результаты приводятся лишь для предельных случаев ($q = 0$ и $q = \infty$) [2].

В [3] представлено решение уравнения (1) комплексными рядами по отрицательным и положительным степеням параметра q . Однако точность вычисления ограничена.

В настоящей работе предлагается алгоритм вычисления полюсов методом итераций:

$$t_{si+1} = t_{si} + \frac{w'(t_{si}) - qw(t_{si})}{qw'(t_{si}) - t_{si}w(t_{si})}, \quad (2)$$

Нулевым приближением выбрана величина t_{s0} , вычисляемая с помощью рядов, приведенных в [3]. Точность вычисления полюсов по алгоритму (2) не ограничена.

Дальность действия связи – это расстояние, на котором уровень напряженности поля принимаемого сигнала убывает до минимально допустимого значения, пропорционального уровню напряженности поля помех в зоне приема. Коэффициент

пропорциональности определяется категорией качества принимаемого сообщения и возможностями используемой аппаратуры [4].

В [4] приведен прогноз помеховой обстановки в зоне приема. Наиболее существенными в КВ диапазоне являются атмосферные, промышленные помехи, галактические шумы и шумы приемной аппаратуры. В соответствии с приведенной в [4] методикой выполнена оценка уровня помех для зимы и лета для Московской области круглосуточно. Коэффициент пропорциональности уровня помех и минимально допустимого уровня сигнала выбран 12 дБ.

Дальность действия связи вычислялась численными методами, как расстояние от передающей антенны, на котором напряженность поля сигнала убывает, до минимально допустимого уровня.

В таблице приведены результаты вычислений дальности действия связи r над землей средней влажности, при разных высотах передающей антенны h_t . Высота приемной антенны h_r была выбрана 5 м. Обе антенны представляют собой электрические вертикально поляризованные диполи. Частота несущей – 5 МГц. Мощность передатчика – 20 Вт. Чувствительность приемного устройства – 1 мкВ при отношении сигнал/шум на его выходе 12 дБ. Полоса пропускания – 3,5 кГц. Помеховая обстановка соответствует летнему дню с 12 до 16 час по местному времени.

h_t , м	r , км
5	40,5
15	46,6
50	57,8

- [1] Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Сов. радио, 1970, 517с.
 [2] Азрилянт П.А., Белкина М.Г. Численные результаты теории дифракции радиоволн вокруг земной поверхности. –М.: Сов. радио, 1957, 44с.
 [3] Федоров И.Б., Слукин Г.П., Ахияров В.В. //Зарубежная радиоэлектроника. 1999. №5. С.3.
 [4] Мяковский Г.М. Системы производственной радиосвязи. Справочник. –М.: Связь, 1980, 216с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОКСИДА АЗОТА В ВЫДЫХАЕМОМ ВОЗДУХЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОВОЛНОВОГО СПЕКТРОМЕТРА С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ВОЗДЕЙСТВУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В.Л.Вакс¹, А.А.Виноградов¹, Н.В.Клюева²

¹Институт физики микроструктур РАН

²Нижегородский государственный технический университет

В работе рассматривается возможность измерения оксида азота (NO) в выдыхаемом воздухе с использованием микроволнового спектрометра с фазовой манипуляцией воздействующего излучения.

Приоритетным направлением медицинской диагностики является развитие различных неинвазивных методов исследования. Одним из таких методов, активно развивающихся в настоящее время, является газовый анализ выдыхаемого воздуха. Среди наиболее интересных направлений исследований в этой области являются

ранняя диагностика желудочно-кишечного тракта, легочных и онкологических заболеваний. В настоящее время практическую реализацию получил уреазный дыхательный тест, используемый для диагностики заболеваний желудочно-кишечного тракта [1].

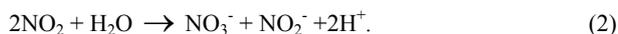
В 90-х годах было обнаружено, что при различных легочных и онкологических заболеваниях в выдыхаемом воздухе наблюдается оксид азота (NO) [2]. Поэтому в настоящее время исследуется возможность использования NO для ранней диагностики и мониторинга воспалительных процессов при респираторных заболеваниях [3]. Исследования выдыхаемого воздуха проводятся различными методами: хемилюминесценция, диодно-лазерная спектроскопия, хроматография.

В данной работе авторы предлагают применить метод микроволновой газовой нестационарной спектроскопии для анализа оксида азота в выдыхаемом воздухе. Данный метод исследует вращательные спектры поглощения молекул, радикалов, ионов, комплексов в газовой фазе [4]. По сравнению с другими методами анализа газовых смесей (химические методы, газовая хроматография, масс-спектрометрия, инфракрасная спектроскопия и т.д.) микроволновая спектроскопия позволяет по результатам измерений только одной спектральной линии однозначно идентифицировать и анализировать исследуемые вещества. Важным достоинством микроволновой спектроскопии является простота подготовки пробы газа к измерениям. Ограничения применения МС возникают, главным образом, при анализе концентраций неполярных молекул (то есть молекул, не имеющих постоянного дипольного момента). Рекордно высокая чувствительность микроволнового спектрометра с фазовой манипуляцией воздействующего излучения позволяет измерять концентрации газов порядка 0,03 ppm

Основной сложностью при определении концентрации оксида азота в выдыхаемом воздухе является малое время жизни молекулы в присутствии кислорода при нормальном давлении, что осложняет непосредственные измерения NO в выдыхаемом воздухе [5]:



Как из реакции (1) продуктом реакции является диоксид азота. Малая величина коэффициента поглощения NO_2 ($\sim 10^{-9} \text{ см}^{-1}$) не позволяет проводить измерения концентраций с высокой точностью. Кроме того, в присутствие паров воды возможно протекание следующей реакции (2):



Концентрацию NO в выдыхаемом воздухе предлагается восстанавливать по концентрации продуктов реакции (2).

Для измерений концентрации продуктов реакции (2) нами были проведены предварительные расчеты вращательных частот аналитических линий поглощения ионов NO_3^- , NO_2^- , которые лежат в диапазоне 118 – 180 ГГц с коэффициентами поглощения γ_0 порядка 10^{-4} см^{-1} для иона NO_3^- , и 10^{-5} см^{-1} для иона NO_2^- . Вычисления производились в приближении “жесткого волчка” [6] при помощи разработанной авторами программы. Используя $\gamma_0 = 3,074 \cdot 10^{26} \text{ SLK} / \Delta v_b$ (Δv_b – коэффициент ушире-

ния в МГц/Торр, L – длина измерительной ячейки в см, K – концентрация исследуемой компоненты газовой смеси в ppm, S – величина интегральной интенсивности спектральной линии, имеющаяся в справочной литературе), рассчитываем концентрацию исследуемого вещества.

Таким образом, используя реакции (1)–(2) и формулы пересчета, определяем концентрацию оксида азота в выдыхаемом воздухе.

В дальнейшем работы будут направлены на разработку аналитических методов анализа соединений азота, а также методики напуска газовых смесей и проведение исследований на основе предварительных расчетов.

- [1] Филлипс М. //В мире науки. 1992. №9,10. С.42.
- [2] Higenbottan T. //Exp. Physiol. 1995. V.80. P.855.
- [3] Alving K., Weitzberg E., Lundberg J.M. //Eur. Respir. J. 1993. V.6. P.1368.
- [4] Brailovsky A.B., Khodos V.V., Vaks V.L. //Infrared & Millimeter Waves. 1999. V.20, №5.
- [5] Панченков Г.М., Лебедев В.П. Химическая кинетика и катализ. –М.: Химия. 1985, 590с.
- [6] Таунс Ч., Шавлов А. Радиоспектроскопия. –Москва, 1959, 757с.

СИНТЕЗ АМПЛИТУДНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В АНТЕННАХ С НАКЛОННЫМИ ЩЕЛЯМИ

Н.А.Коробченко, В.И.Панфилов, В.Е.Семенова

Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники

Все известные в настоящее время методы расчета волноводно-щелевых антенн (ВЩА) не вызывают принципиальных затруднений в случае использования щелей, ориентированных вдоль координатных осей волновода, то есть имеющих поле излучения одной поляризации. Однако в ВЩА с наклонными щелями, кроме поля основной поляризации, имеется и поле паразитной поляризации, которое не участвует в реализации требуемой диаграммы направленности (ДН) и, следовательно, не учитывается в синтезированном амплитудном распределении (АР). В то же время для использования всех известных методов расчета ВЩА требуется знать полное поле в щелях с учетом потерь на кросс-поляризационное излучение. Однако восстановить полное АР только по одной ее проекции при неизвестных углах наклонов щелей прямым методом не представляется возможным.

В настоящей работе предлагается по заданной АР для рабочей поляризации E_{on} методом последовательных приближений восстановить полное АР с любой, наперед заданной точностью, применяя при этом любой из известных методов расчета ВЩА.

На первом этапе в качестве полного АР принимаем его первое приближение, то есть полагаем, что

$$E_n^{(1)} = E_{on}, n=1, 2, 3 \dots N.$$

После проведения расчета и определения углов наклона щелей в первом приближении $\Theta_n^{(1)}$, оценивается реализованная основная составляющая АР $E_{on}^{(1)}$ и ошибка ее воспроизведения $\Delta E_n^{(1)}$ в виде:

$$\Delta E_n^{(1)} = E_{on} - E_{on}^{(1)}, \text{ где } E_{on}^{(1)} = E_n^{(1)} \cos \Theta_n^{(1)}.$$

Если условие

$$|\Delta E_n^{(1)}| \leq \delta, n = 1, 2, 3 \dots N \quad (1)$$

не выполняется хотя бы для одной из щелей, то расчет следует повторить, взяв при этом в качестве второго приближения

$$E_n^{(2)} = E_n^{(1)} + \Delta E_n^{(1)}.$$

Рассмотренный выше итерационный процесс следует продолжать до тех пор, пока не будет выполняться условие (1).

Вышеизложенный алгоритм был применен для расчета ВЩА с наклонными щелями на узкой стенке прямоугольного на АР для рабочей поляризации вида:

$$E_{on} = 0.54 + 0.46 \cos \left[1.8 \frac{\left(n + \frac{N+1}{2} \right)}{(N-1)} \right], \quad (2)$$

где $N=41$.

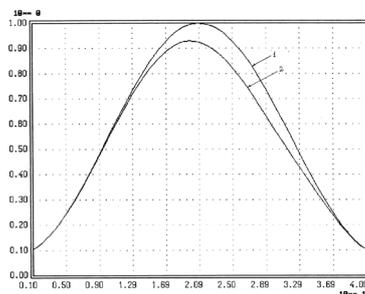


Рис.1

n

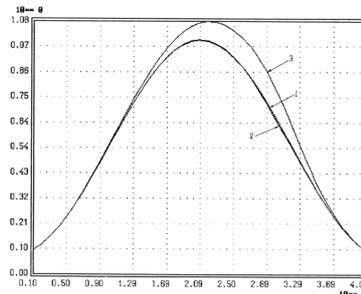


Рис.2

На рис.1 показаны АР: определяемое выражением (2) (кривая 1) и реализованное АР для рабочей поляризации в первом приближении (кривая 2). На рис.2 показаны результаты третьего приближения. Реализованное АР практически совпадает с требуемым (кривые 1 и 2). При этом окончательный расчет антенны следует вести на АР, описываемом кривой 3 рис.2, которое значительно отличается от требуемого (кривая 1).

Вышеизложенный алгоритм был рассмотрен на примере наклонных щелей в узкой стенке прямоугольного волновода. Он остается справедливым и для наклонных щелей в произвольной линии передачи.

ПРИМЕНЕНИЕ КОРОТКИХ ЗОНДИРУЮЩИХ ЛЧМ СИГНАЛОВ ДЛЯ СВЗ ИЗМЕРЕНИЙ

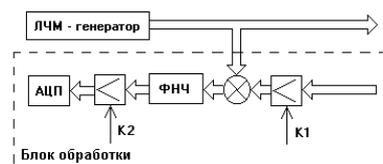
М.В.Мартынюк

Нижегородский госуниверситет

Для анализа отражённых сигналов можно преобразовать задержку в частоту, для того чтобы использовать хорошо отработанный аппарат спектрального анализа. Данное преобразование осуществляется на основе метода СВЗ (Спектрометрии временных задержек) [1]. Рассмотреть особенности конкретной реализации можно на примере системы измерения уровней нефти и нефтепродуктов “СЛОЙ”.

Описание системы “СЛОЙ”

Принцип действия системы “СЛОЙ” основан на зондировании жидкости акустическим ЛЧМ – сигналом (свином). Отражённый сигнал поступает в блок обработки (БО). В БО происходит усиление входного сигнала, гетеродинирование, фильтрация, усиление выходного сигнала и его оцифровка. Усиление входного сигнала и повторное усиление после гетеродинирования необходимо для получения оптимальных уровней сигналов на входе гетеродина и АЦП, см. рисунок.



Описание проблемы

Идеальным акустическим трактом для данной системы можно считать однородную жидкость (сигнал отражается только от поверхности). В реальных условиях наличие близких отражающих слоёв существенно ухудшает характеристики ЛЧМ измерительной системы, так как сильный близкий сигнал снижает динамический диапазон, не позволяя увеличить входную чувствительность приёмника. В этом случае коэффициент усиления на входе БО будет определяться только интенсивностью ближнего сигнала. На практике, это приводит к уменьшению амплитуды полезного сигнала в десятки раз, а в некоторых случаях сигнал становится совсем неразличимым на фоне близких отражений.

Решение проблемы

Наличие сильных близких отражений приводит к необходимости изменять чувствительность тракта приёма по мере распространения сигнала пропорционально времени. При этом относительно слабые сигналы от удалённых целей оказываются усиленными значительно в большей степени, чем близкие, что существенно расширяет общий динамический диапазон системы. Однако ВАРУ (Временная автоматическая регулировка усиления) невозможно использовать для длинных ЛЧМ-сигналов. Очевидно, что для оптимального лоцирования необходимо отыскать разумный компромисс в отношении длительности сигнала.

Для системы “СЛОЙ” был предложен и опробован метод так называемых коротких свипов. Суть метода состоит в следующем: ЛЧМ генератор отключается не позже чем передний фронт сигнала дойдёт до отражающей поверхности. В этом случае к моменту появления полезного сигнала в приёмнике все ближние сигналы уже перестанут приниматься. Для предотвращения перегрузок на входе блока обработки можно использовать ВАРУ, если нас интересуют близкие отражения, или включать приёмник только в момент появления полезного сигнала.

Практическая реализация метода

Рассматриваемый прибор “СЛОЙ”, разработанный для однородных жидкостей, предусматривал использование длительных сигналов (1-10с) с малыми значениями крутизны (0-23 кГц/с). Использование прибора в условиях промышленной нефтедобычи выявило неоптимальность таких режимов при наличии сильных загрязнений в нижних слоях жидкости. В ходе доработки была изменена схема генератора, что позволило уменьшить длительность сигнала вплоть до 1 мс и увеличить крутизну с 23 до 370 кГц/с. После этого появилась возможность работать в режиме коротких свипов. Следует отметить, что и в этом случае длительность ЛЧМ импульса превосходит ту, что используется в тонально-импульсном методе. Для частоты 150 кГц обычный радиоимпульс имеет длительность в пределах 50 – 100 мкс (8 – 16 периодов несущей). По сравнению с 2 мс это в 20 – 40 раз короче и, следовательно на 14 - 17 дБ хуже в смысле С/Ш. В результате допустимый коэффициент усиления возрос в отдельных случаях, на 40 дБ, увеличив на столько же динамический диапазон.

Один из недостатков метода заключается в существенном увеличении минимальной измеряемой дистанции до поверхности (L_{\min}) с 0,2 до 1,2 метра.

Главная особенность СВЗ-измерений – использование продолжительных сигналов, длительность которых много больше времени распространения (благодаря использованию длительных ЛЧМ сигналов значительно увеличивается соотношение сигнал/шум). Однако бывают неблагоприятные акустические условия, в которых использование стандартных длительных сигналов невозможно. Использование, описанных выше коротких зондирующих ЛЧМ-сигналов позволяет расширить границы применения метода СВЗ.

[1] Зенютич Е.А., Князева Н.И., Наумов С.С. //В кн.: Межвузовский сборник научных трудов. –Н.Новгород, 1997, с.59.

МОДУЛЬ УПРАВЛЕНИЯ

С.И.Кульпин, С.А.Жаров

Нижегородский научно-исследовательский институт измерительных систем

Модуль управления предназначен для передачи информации между микропроцессорным устройством и управляемыми им модулями [1].

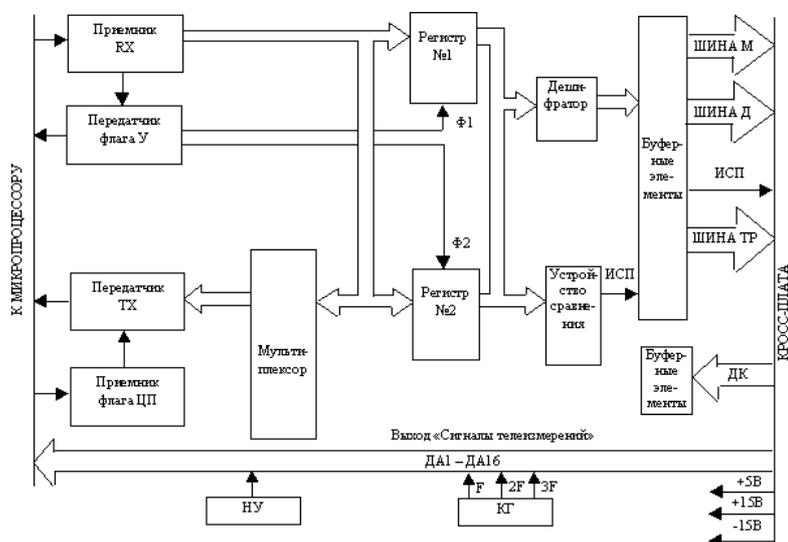
Модуль осуществляет:

- преобразование команд управления (телеизмерения, телесигнализации, телеуправления и телерегулирования), поступающих с микропроцессорного устрой-

ства в стандарте СТЫК-С2 в параллельный двоичный цифровой код с последующим выводом на кросс-плату крейта;

- обратное преобразование сигналов, поступающих с кросс-платы крейта (параллельный двоичный код) - в стандарт СТЫК-С2 с последующей передачей на микропроцессорное устройство;
- трансляцию сигналов телеизмерений, поступающих с кросс-платы на измерительные входы микропроцессорного устройства.

Структурная схема модуля управления "У" (рисунок) содержит следующие функциональные узлы.



Приемник RX, предназначенный для приема команды управления в последовательном цифровом коде и преобразования последовательного кода в восьмиразрядный параллельный двоичный код; передатчик флага "У", предназначенный для формирования флага состояния модуля "У" (сигнал DTR); приемник флага ЦП, предназначенный для приема флага состояния микропроцессора (сигнал DSR); мультиплексор и передатчик TX, предназначенные для формирования квитанции команды управления или дискретной информации в последовательную посылку и передачи на микропроцессор; регистры N1 и N2, предназначенные для хранения первой и второй посылки соответственно; дешифратор, предназначенный для формирования сигналов активизации модулей (шина М), сигналов управления дискретными модулями (шина Д), сигналов управления модулями телерегулирования (шина ТР); устройство сравнения, предназначенное для формирования сигнала "ИСПОЛНИТЬ" (ИСП) при условии побитного совпадения сигналов с регистров N1 и N2; буфер, предназначенный для согласования входных/выходных цепей модуля "У" и управляемых модулей; схему начальной установки (НУ), предназначенную

для приведения всех узлов модуля в исходное состояние после включения питания; кварцевый генератор (КГ) с делителем частоты, предназначенный для формирования сетки стабильных частот.

Обмен информацией начинается с оценки микропроцессором флага состояния модуля “У” (сигнал DTR). “Высокий уровень сигнала” DTR означает, что модуль “У” в исходном состоянии и готов к приему команды управления, низкий уровень сигнала DTR означает, что модуль “У” содержит первую посылку команды управления. При наличии высокого уровня сигнала DTR микропроцессор начинает передачу на модуль “У” команды управления. Команда управления содержит две однобайтовые посылки, каждая посылка состоит из одного стартового бита, 8 битов информации и двух стоповых битов. Каждый бит информации имеет определенное значение.

Для исключения формирования ложных команд телеуправления, между микропроцессором и модулем У принят двухпосылочный протокол обмена информацией.

Если идет процесс телерегулирования, модуль “У” формирует сигналы телерегулирования в параллельном двоичном коде и в сопровождении импульсного сигнала СИ выводит на кросс - плату. Сигналы телерегулирования будут достоверными для активизированного модуля ТР только при наличии сигнала СИ.

[1] Унифицированный комплекс телемеханики //НИИИС, 2001 г.

УСТРОЙСТВО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

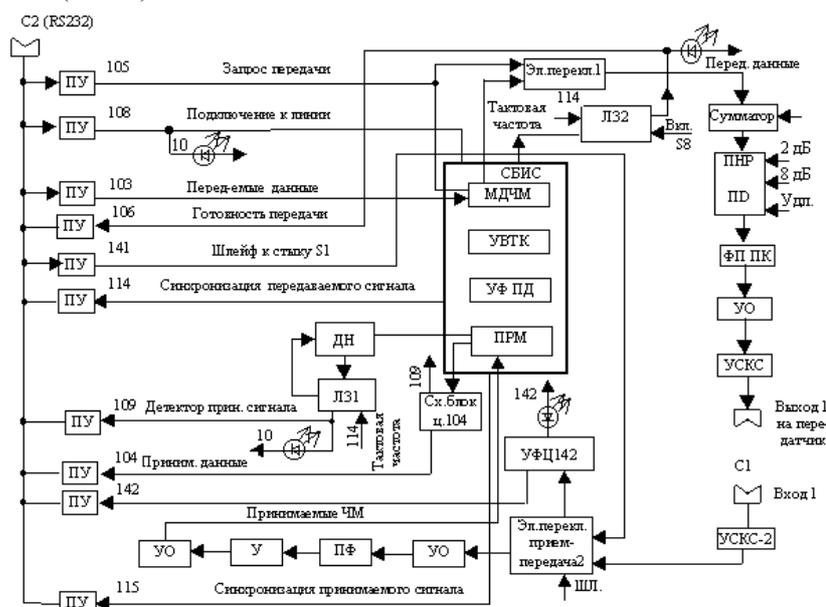
С.И.Кульпин, В.И.Петрищев

Нижегородский научно-исследовательский институт измерительных систем

Разработано устройство преобразования сигналов (УПС), предназначенное для преобразования дискретных сигналов в сигналы ЧМ тональной частоты, передачи их по стандартным тонально-частотным каналам связи (ТЧКС) и обратного преобразования сигналов, принимаемых из каналов связи КС, в дискретные сигналы [1].

Взаимодействие модуля УПС с оконечным оборудованием данных осуществляется по стандартному стыку RS232. Для обеспечения согласования уровней сигналов стыка RS232 с уровнями сигналов функциональных узлов модуля УПС используются преобразователи уровня (ПУ). Входные ПУ преобразуют двухполярные входные сигналы в однополярные логические сигналы. В тракте передачи передаваемые данные от оконечного оборудования данных после преобразования уровней поступают на вход частотного модулятора (блок МДЧМ) и преобразуются в ЧМ сигналы тональной модуляции. Выходные ПУ преобразуют униполярные выходные сигналы в биполярные сигналы. С выхода модулятора сигнал “ТЛС” поступает через электронный переключатель 1 режима модуляции, управляемый сигналом 105 включения “Передача прямого канала”, на сумматор. С выхода сумматора сигнал поступает на плоско-наклонный регулятор передачи (ПНР ПД), обеспечивающий изменение уровня передачи и компенсацию наклона АЧХ соединительной линии. С выхода ПНР передаваемый сигнал через фильтр передачи приемного канала (ФППК), ограничивающий спектр передаваемых сигналов, через усилитель-ограничитель (УО) и электронный ключ поступает на

ограничитель (УО) и электронный ключ поступает на устройство сопряжения канала связи (УС КС) и далее в канал связи.



В тракте приема УПС принимаемые из канала связи сигналы тональной частоты через входные стыки С1, устройство сопряжения УС КС –2, электронный переключатель 2, усилитель-ограничитель (УО) поступают на полосовой фильтр ПФ, осуществляющий выделение спектра сигнала прямого канала ПК и подавление мешающих сигналов, лежащих за пределами полосы рабочих частот.

С выхода ПФ сигнал (ПК) через усилитель и усилитель-ограничитель поступает на преобразователь модуляции ПМ, выполненный на СБИС, и через схему блокировки на выходной преобразователь 104.

В преобразователе модуляции на СБИС ПРМ преобразуются в сигналы частотно-импульсной модуляции, затем через цифровой фильтр поступают на выход “RD” СБИС, далее через схему блокировки 109 поступают на выходной преобразователь 104 и на датчик несущей (ДН).

В датчике несущей ПК производится контроль уровня принимаемого сигнала с выхода ПФПК. При понижении уровня сигнала ниже допустимого датчик несущей переводит цепь 109 в состояние “Выключено”.

С выхода “RFS” СБИС сигнал цепи 106 поступает на схему задержки ЛЗ2, на которую поступает сигнал тактовой частоты (цепь 114) и далее на выходной преобразователь уровня – готовность передачи.

Модуль обеспечивает передачу данных в асинхронном режиме с ЧМ со скоростью 1200 бит/с. Краевые искажения в режиме “на себя” не превышают 12%. Коэф-

коэффициент ошибок в этом режиме не более 10^{-4} при действии флуктуационной помехи в полосе частот от 300 до 3400 Гц с уровнем, ниже уровня полезного сигнала на 11дБ.

[1] Унифицированный комплекс телемеханики //НИИИС, 2001 г.

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

А.Б.Касаткин, А.В.Нечаев

ОАО ПКО "Теплообменник"

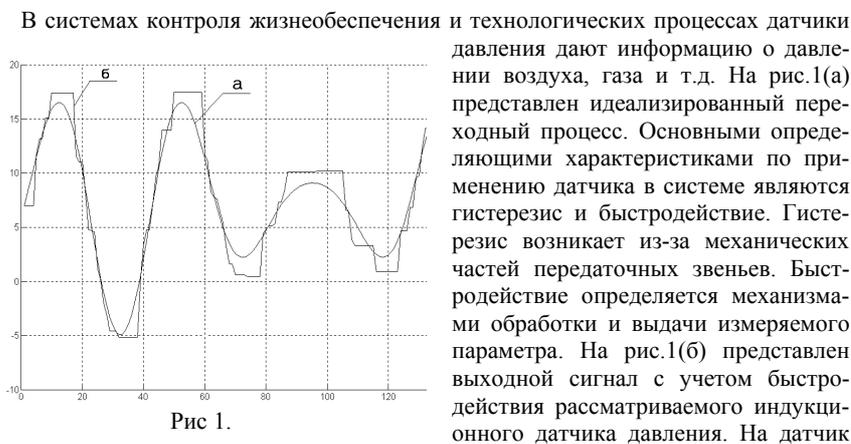


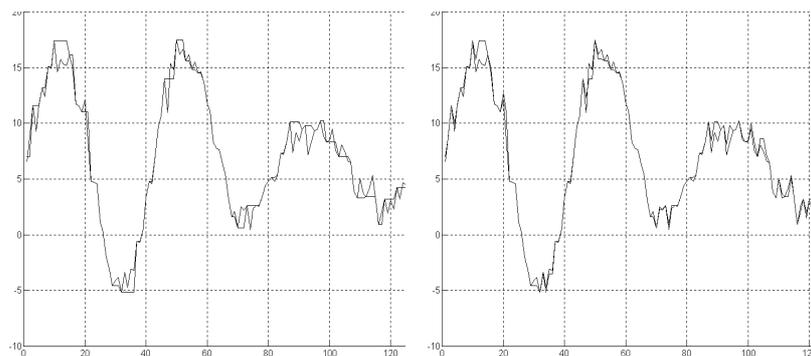
Рис 1.

давления и выходной сигнал воздействуют внешние факторы, накладываются помехи при переходных процессах, выбросы и провалы питающего напряжения от единиц до десятков миллисекунд и т.д.

Проведем анализ поведения реального выходного сигнала датчика давления при нескольких величинах быстродействия и гистерезиса. На рис. 2(а) представлен выходной сигнал с гистерезисом равным 0,01% и быстродействием 0,01% от всего диапазона измеряемого датчиком. Для сравнения на рис.2(б) приведен выходной сигнал с гистерезисом, равным 0,01% и быстродействием 1%. При малой величине гистерезиса и при любом быстродействии выходной сигнал повторяет практически все шумы, которые имеют место при переходном процессе в объекте. При увеличении быстродействия выходной сигнал более точно описывает шумовую характеристику переходного процесса.

На рис.3(а) и 3(б) представлены выходные сигналы датчика давления с гистерезисом 0,1%, быстродействием 0,01% и с гистерезисом 0,1%, быстродействием 1%. Сигнал не теряет свою информационную составляющую и, в тоже время, сглаживается шумовая составляющая сигнала. Быстродействие в данном случае практически

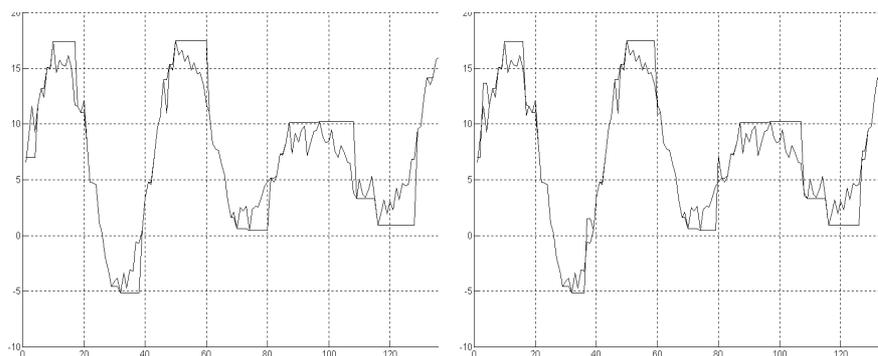
не влияет на форму сигнала в любой момент времени. При таком выходном сигнале не требуется дополнительных средств для отстройки от помех.



а) гистерезис 0,01%, быстродействие 0,01%

б) гистерезис 0,01%, быстродействие 1%

Рис.2

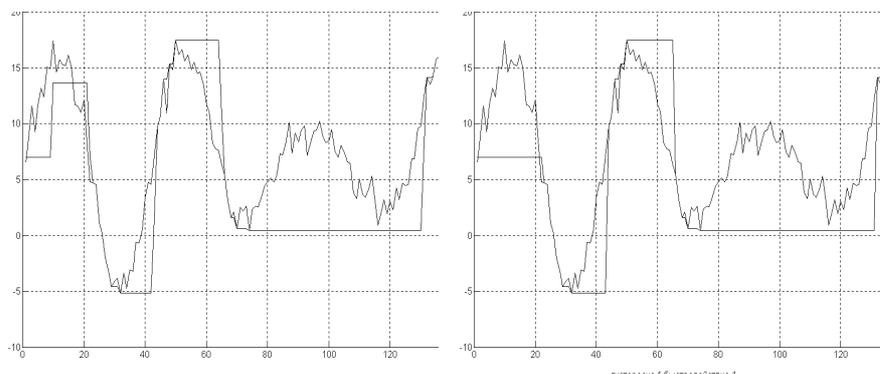


а) гистерезис 0.1%, быстродействие 0.01%

б) гистерезис 0.1%, быстродействие 1%

Рис. 3

На рис.4(а) и 4(б) представлены выходные сигналы датчика с гистерезисом 1%, быстродействием 0.01% и гистерезисом 1%, быстродействием 1%. При большом гистерезисе искажается форма сигнала, что приводит к потере информации. Большое быстродействие датчика влияет на точность выходного сигнала в первые моменты времени, после чего быстродействие не влияет на форму сигнала. На основе данного исследования построена математическая модель системы автоматического регулирования давления.



а) гистерезис 1%, быстродействие 0,01%

б) гистерезис 1%, быстродействие 1%

Рис.4

[1] Коптев Ю.Н. Датчики теплофизических и механических параметров. –М.: Радиотехника, 1998.

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ДАВЛЕНИЯ В КАБИНЕ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.Е.Лебедев, А.Б.Касаткин, А.В.Нечаев

ОАО ПКО "Теплообменник"

Развитие летательных аппаратов идет по пути увеличения высоты, скорости и дальности полета. Именно эти характеристики определяют, в основном, насколько совершенен на данном этапе тот или другой летательный аппарат.

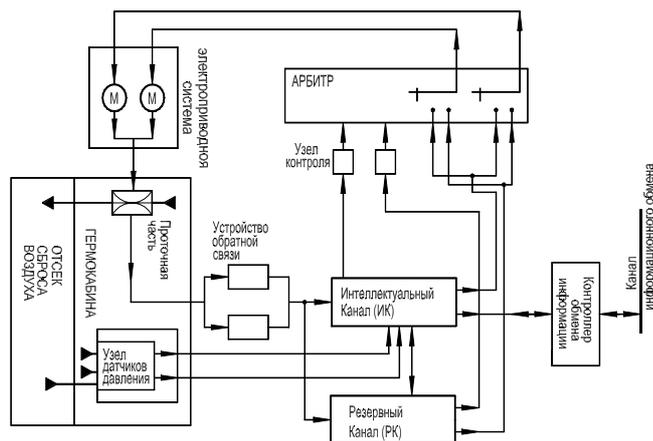
Общим недостатком уже известных подобных систем является использование пневмогидравлического командного прибора без узлов дублирования, что определяет недостаточный ресурс работы системы. Вышеуказанные устройства не приспособлены для интеграции в бортовой комплекс электронного оборудования и не обладают средствами автоматического самоконтроля.

Разработанная система относится к устройствам автоматического регулирования давления в кабине, и может быть использована в системе кондиционирования воздуха летательного аппарата. Также устройство может применяться в различных отраслях промышленности при необходимости поддержания постоянного давления газов.

Предлагаемая система является высоконадежным устройством регулирования давления, интегрированным в радиоэлектронный комплекс бортовой аппаратуры. Она обладает улучшенными характеристиками по качеству регулирования давления в кабине. Система выполнена в виде конструктивно единого устройства

Система автоматического регулирования давления основана на принципе регулирования давления наддува гермокабины путем изменения расхода воздуха на вы-

ходе из кабины с помощью регулируемого изменения проходного сечения рабочего органа проточной части.



Для достижения указанной цели в систему регулирования давления воздуха в кабине летательного аппарата входит (рисунок):

- проточная часть, выполненная в виде заслонки, управляемой приводной системой с дублирующими друг друга двумя электродвигателями;
- устройство обратной связи по положению рабочего органа, состоящее из двух отдельных каналов обратной связи, соединенных по входу с рабочим органом, а по выходу подключенных к интеллектуальному каналу и резервному каналу;
- малогабаритный узел датчиков давления с чувствительными элементами абсолютного и избыточного давления в гермокабине;
- интеллектуальный канал, который связан с рабочим органом проточной части через отдельный канал обратной связи, с обоими чувствительными элементами узла датчиков давления, с узлом контроля исправности. Интеллектуальный канал при помощи контроллера мультиплексного канала информационного обмена через мультиплексный канал информационного обмена связан с общеинформационной самолетной системой;
- резервный канал, соединенный с обоими чувствительными элементами узла датчиков давления и рабочим органом проточной части через отдельный канал обратной связи;
- узлы контроля исправности;
- арбитр, связанный с приводной системой и узлами контроля исправности;
- контроллер мультиплексного канала информационного обмена.

Предложенное устройство имеет все узлы, необходимые для выполнения заданного закона регулирования давления. Интеллектуальный и резервный каналы способны автономно обеспечить заданный алгоритм регулирования давления. Отказ одного из каналов не приводит к отказу системы.

Таким образом, отличительные признаки предложенной системы обеспечивают повышение надежности системы регулирования давления в кабине летательного аппарата, улучшают качество регулирования давления в кабине и обеспечивают интеграцию устройства в радиоэлектронный комплекс бортовой аппаратуры.

[1] Быков Л.Т. и др. Высотное оборудование пассажирских самолетов. –М.: Машиностроение, 1968 г.

НЕОДНОРОДНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ НА ДИСКРЕТНЫХ МАРКЕТИНГОВЫХ МОДЕЛЯХ

В.Н.Бугров¹⁾, М.И.Молотков²⁾

¹⁾Нижегородский государственный университет, ²⁾ООО “РусавтоГАЗ”

Математическая формализация производственно-сбытовой системы (ПСС) предприятия [3] позволяет строго решать прямую аналитическую задачу – определение суммы валовой прибыли от производства и реализации продукции $СП$ по заданному объему производства Q и средневзвешенным рыночным ценам P продукции при заданной структуре S системы и ограничениях, накладываемых маркетинговой средой (рынком). Однако на базе разработанной математической модели может быть поставлена, строго решена и задача оптимизации ПСС по критерию максимальной суммы прибыли. В данной статье приводится общая постановка и результаты решения такой задачи на примере ПСС модельного ряда легковых автомобилей (ЛА) ОАО “ГАЗ”.

В общем случае обратная задача формулируется так: определить оптимальный объем производства Q^0 и рыночные цены P^0 модельного ряда ЛА, которые при заданной структуре ПСС позволяют получить максимальную сумму прибыли $СП_{max}$. При таком функциональном критерии естественно ввести скалярную функцию цели $F(X)$ в следующем виде:

$$F(X) = \frac{1}{|СП(X)|}, \quad (1)$$

где $X \in PX$ – точка суммарного множества параметров.

Как видно, в данной задаче суммарное множество неоднородно: $PX = PQ \cup PP$, то есть состоит из дискретного целочисленного подмножества PQ ($q_1, q_2 \dots q_6$) производимых автомобилей шести моделей и непрерывного вещественного подмножества их рыночных цен PP ($p_1, p_2 \dots p_6$).

Относительно целевой функции ЦФ (1) общую задачу оптимизации можно записать так:

$$\overset{o}{F}(\overset{o}{X}) = \min F(X), \quad (2)$$

$$X \in PX, PX = PQ \cup PP$$

$$q_i^h \leq q_i \leq q_i^6 \quad i=1, 6 \quad (3)$$

$$p_j^h \leq p_j \leq p_j^6 \quad j=1, 6 \quad (4)$$

$$g_k(X) < 0 \quad (5)$$

$$g_1(X) = 0 \quad (6)$$

Как видно, задача (2) в общей трактовке является нелинейной задачей смешанного математического программирования (МП) с заданной системой прямых (3 и 4) и функциональных (5 и 6) ограничений. Аналитического решения такая задача не имеет. Однако решение общей нелинейной и неоднородной задачи МП вполне возможно алгоритмическим методом, отчасти описанным и примененным в [1,2]. В рамках настоящей статьи подробное рассмотрение данного метода невозможно, ограничимся перечнем этапов, раскрывающих его сущность: 1) выделение однородных подмножеств на множестве PX; 2) формирование обобщенного целевого функционала методом замещенного прогрессивного комбинированного штрафа; 3) постановка однородных задач МП в каждом подмножестве; 4) параллельное пошаговое итеративное решение этих задач по общей целевой функции численными методами (алгоритмами) детерминированного поиска.

Q, P	q ₁	q ₂	q ₃	q ₄	q ₅	q ₆	p ₁	p ₂	p ₃	p ₄	p ₅	p ₆	СП
Нач.	50991	9993	9872	10331	6438	2021	166,1	180,2	229,3	100	201,6	417,4	63
Опт.	18577	58207	636	1502	8657	346	157,2	160,3	225,3	181,1	220,1	482,8	240

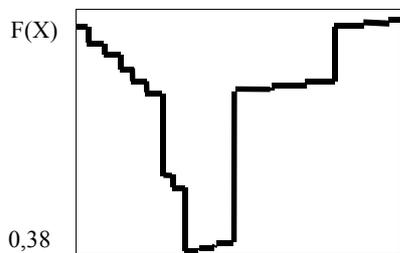


Рис.1

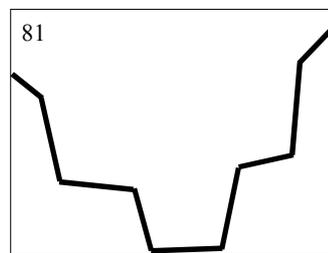


Рис.2

В таблице приведены результаты решения задачи (2) указанным методом (объемы производства q_i – в шт., рыночные цены автомобилей p_j – в тыс. руб., сумма прибыли – в млн. руб.). В начальной точке значение ЦФ составляло 82,7, сумма прибыли была равна 63 012 533 рублей. В ходе решения было достигнуто значение ЦФ на уровне 0,38. Сумма прибыли возросла до 240 006 114 рублей при выполнении всех прямых и функциональных ограничений рынка. На приведенных рисунках

(рис. 1,2) показаны характерные для данного метода разрезы ЦФ по целочисленным и непрерывным переменным.

- [1] Бугров В.Н., Ложкова А.В// В кн.: Тр. 4-ой научной конференции по радиофизике. 5 мая 2000 г. /Ред. А.В.Якимов. – Н.Новгород: ТАЛАМ, 2000, с. 145.
- [2] Бугров В.Н., Воронков Ю.В. //Радиотехника (Журнал в журнале). 2001. № 9. С.57.
- [3] Молотков М.И. В настоящем сборнике, с.187.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННО-СБЫТОВОЙ СИСТЕМЫ ПРЕДПРИЯТИЯ

М.И.Молотков

ООО "РусавтоГАЗ"

Одним из классов задач, решение которых обеспечивает руководящий состав предприятий, руководствуясь объективной информацией для принятия адекватных управленческих решений, является построение математических моделей (ММ), формализующих различного рода экономические, финансовые, производственные и др. процессы и состояния экзо- и эндогенного по отношению к фирме характера.

В настоящей работе рассматривается ММ функционирования производственно-сбытовой системы (ПСС) предприятия на примере модельного ряда легковых автомобилей ОАО "ГАЗ" (существует 6 базовых моделей автомобилей, объединенных в 3 группы, поэтому введем следующие обозначения: $i = 1,6$ – индексация моделей а/м; $j = 1,3$ – индексация групп моделей а/м).

ПСС связывает воедино такие сферы деятельности как маркетинг, создание новых изделий, снабжение, производство, сбыт, доставку продукции потребителю и послепродажное обслуживание. В рассматриваемой ММ не все из упомянутых компонентов учитываются напрямую, в основном их влияние выражено через следующие показатели. Натуральные – объем производства q_i , производственные мощности предприятия по группам моделей а/м PM_{gj} и суммарные PM_S . Стоимостные – нормальная прибыль от производства и реализации одной единицы продукции Π_i , преysкуранные Ppr_i и рыночные p_i цены реализации одной единицы продукции, средняя дилерская скидка $СК$, объем денег, расходуемый населением на приобретение легковых автомобилей "ГАЗ" (выручка субъектов товаропроводящей сети при реализации продукции конечным потребителям) по группам моделей а/м TR_{gj} и суммарные TR_S . А также через минимальные KZ_{gj}^{\min} (по группам моделей) и KZ_S^{\min} (суммарный) и максимальные KZ_{gj}^{\max} (по группам моделей) и KZ_S^{\max} (суммарный) коэффициенты загрузки производственных мощностей, минимальный MD_{\min} и максимальный MD_{\max} уровни маржи (выручки) дилеров (субъектов товаропроводящей сети) при реализации автомобилей конечным потребителям. В качестве результирующего критерия функционирования ПСС принята сумма валовой прибыли от производства и реализации продукции $СП$.

Математическую модель производственно-сбытовой системы предприятия для легковых автомобилей ОАО "ГАЗ" запишем в виде:

$$СП = AM(q_i, p_i),$$

или в введенных выше обозначениях:

$$СП = \sum_{i=1}^6 q_i \cdot p_i$$

$$q_i^H \leq q_i \leq q_i^B, \quad i = 1, 6$$

$$p_i^H \leq p_i \leq p_i^B$$

$$KZ_{g1}^{\min} < (q_1 + q_2 + q_3) / PM_{g1} < KZ_{g1}^{\max}$$

$$KZ_{g2}^{\min} < (q_4 + q_5) / PM_{g2} < KZ_{g2}^{\max}$$

$$KZ_{g3}^{\min} < q_6 / PM_{g3} < KZ_{g3}^{\max}$$

$$KZ_S^{\min} < \left(\sum_{i=1}^6 q_i \right) / PM_S < KZ_S^{\max}$$

$$(q_1 \cdot p_1 + q_2 \cdot p_2 + q_3 \cdot p_3) / TR_{g1} < 1,00$$

$$(q_4 \cdot p_4 + q_5 \cdot p_5) / TR_{g2} < 1,00$$

$$(q_6 \cdot p_6) / TR_{g3} < 1,00$$

$$0,995 < \left(\sum_{i=1}^6 q_i \cdot p_i \right) / TR_S < 1,005$$

$$MD_{\min} < 1,0 - Ppr_1 \cdot (1,0 - 0,01 \cdot CK) / p_1 < MD_{\max}$$

$$MD_{\min} < 1,0 - Ppr_2 \cdot (1,0 - 0,01 \cdot CK) / p_2 < MD_{\max}$$

$$MD_{\min} < 1,0 - Ppr_3 \cdot (1,0 - 0,01 \cdot CK) / p_3 < MD_{\max}$$

$$MD_{\min} < 1,0 - Ppr_4 \cdot (1,0 - 0,01 \cdot CK) / p_4 < MD_{\max}$$

$$MD_{\min} < 1,0 - Ppr_5 \cdot (1,0 - 0,01 \cdot CK) / p_5 < MD_{\max}$$

$$MD_{\min} < 1,0 - Ppr_6 \cdot (1,0 - 0,01 \cdot CK) / p_6 < MD_{\max}$$

$$q_1 / (q_1 + q_2 + q_3) < 0,24$$

$$q_4 / (q_4 + q_5) < 0,15$$

$$СП > 0$$

где q_i^H и q_i^B – соответственно нижняя и верхняя границы объемов производства по-модельно; p_i^H и p_i^B – соответственно нижняя и верхняя границы рыночных цен по-модельно.

На основе классификации, используемых в экономике ММ [1], данную модель можно охарактеризовать как микроэкономическую прикладную детерминированную модель. Она сформирована таким образом, чтобы на ее базе можно было решить задачу не только прямую – отыскание СП при заданных исходных данных и ограничениях, накладываемых производственными возможностями компании и ее маркетинговой средой (рынком), но и обратную – оптимизацию производственно-

сбытовой системы предприятия (иными словами, поиск q_{opt} и p_{opt}) по критерию максимальной суммы прибыли $СП_{max}$.

[1] Замков О.О., Толстопятенко А.В., Черемных Ю.Н. Математические методы в экономике. –М.: МГУ, 1998, 368 с.

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ СМЕЩЕННОЙ КАЛИБРОВКИ ПРИ ИК ПИРОМЕТРИИ

А.Е.Хрулев

Нижегородский госуниверситет

Применение бесконтактных способов измерения температуры наиболее целесообразно в тех случаях, когда применение контактных методов в силу ряда факторов затруднено или невозможно [1]. Однако при бесконтактном измерении высоких температур возникают дополнительные проблемы, свойственные только бесконтактным методам. Одной из таких проблем является зависимость излучательной способности вещества от его температуры.

Излучательная способность ε некоторых материалов существенно зависит от температуры; в ряде случаев имеет место резкий скачок $\varepsilon(T)$ при переходе в жидкую фазу [2]. Следствием этого является сложная или даже неоднозначная зависимость физической температуры от яркости объекта, что усложняет бесконтактное измерение температуры. Известно кардинальное решение данной проблемы – использование биспектральных или многоспектральных радиометров, однако интересно рассмотреть методы односпектрального измерения, позволяющие при некоторых условиях уменьшить негативное влияние указанных выше факторов.

Рассмотрим метод “смещенного” измерения, при котором измерение яркости производится на некотором расстоянии от области нагрева, а затем полученный результат пересчитывается в искомую температуру в точке нагрева. Для этого необходимо решить следующие задачи: рассмотрение процесса теплопроводности в объекте измерения, нахождение связи температуры в точке нагрева и в ее окрестности, а также оценка зависимости температур от времени. В качестве объекта измерения рассматриваем тонкостенный циркониевый цилиндр, нагреваемый электронным пучком. Пренебрегая толщиной стенки S объекта, записываем уравнение теплопроводности для двумерного случая:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a^2 \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) + \frac{f(x, y, t, T)}{c\rho S}, \quad f(x, y, t, T) = P(x, y, t) + \sigma\varepsilon(T)[T_0^4 - T^4],$$

где $T=T(x, y)$ – физическая температура (средняя по толщине стенки), T_0 – температура фона, ρ – удельная теплоемкость материала, c – плотность материала, σ – постоянная Стефана-Больцмана, $P(x, y, t)$ – мощность электронного пучка. В выражении для поверхностных источников $f(x, y, t, T)$ второе слагаемое описывает теплопередачу излучением.

Решая данное уравнение численно с соответствующими начальными и граничными условиями, находим пространственное и временное распределение температуры объекта. Из полученных решений следует, что смещенное измерение температуры может быть произведено следующим образом:

$$T(t,0) = T(t,r) + P(t)C(r) - \Delta T(t,r), \quad T(t,0) = T(t,r) + P(t)C(r) - \Delta T(t,r), \quad (1)$$

где $T(t,r)$ – температура на расстоянии r от точки нагрева, $T(t,0)$ – температура в точке нагрева, $P(t)$ – мощность электронного пучка, $C(r)$ – функция, имеющая смысл теплового сопротивления между точкой нагрева и точкой измерения, $\Delta T(t,r)$ – функция, компенсирующая невязку левой и правой частей (1). Таким образом, (1) является правилом для косвенного измерения температуры $T(t,0)$: к измеренному значению $T(t,r)$ прибавляется мощность нагрева, умноженная на некоторую функцию, зависящую от r . При этом $\Delta T(t,r)$ имеет смысл абсолютной погрешности косвенного измерения. На рисунке приведен пример зависимости погрешности ΔT от времени при измерении на расстоянии $r=8$ мм от точки нагрева. При этом использовался следующий цикл нагрева:

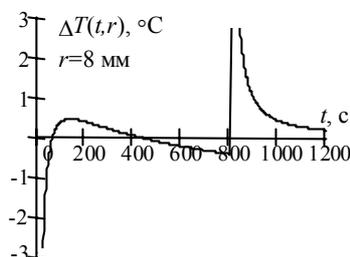
$$P(t) = P_0[1(t) - 1(t - t_0)], \quad t_0 = 800 \text{ сек.}$$

Из рисунка видно, что при изменении мощности нагрева погрешность испытывает резкий скачок, а по прошествии некоторого времени снижается до весьма малых величин. Так, при $t=150$ с погрешность составляет всего 0.5°C , или $0,06\%$ от температуры нагрева, равной 820°C . Из рисунка также можно сделать вывод о минимально допустимом времени задержки между изменением мощности нагрева и измерением температуры.

Выбор значения функции $C(r)$, входящей в (1), произволен и определяется при калибровке. В данном случае значение $C(8 \text{ мм})$ выбрано так, чтобы свести погрешность к нулю в середине ($t=400$ с) интервала нагрева.

Были также рассмотрены некоторые “предельные” случаи циклов нагрева: длительный непрерывный нагрев, чередование большого числа циклов нагрев-охлаждение и др. При этом тенденций к накоплению погрешности не отмечено.

Из совокупности полученных результатов можно сделать вывод о том, что смещенное измерение температуры при определенных условиях позволит снизить погрешность бесконтактного измерения температуры.



[1] Афанасьев А.В., Лебедев В.С., Орлов И.Я., Хрулев А.Е. //Приборы и техника эксперимента. 2001. №2. С.155.

[2] Порев В.А. //Приборы и техника эксперимента. 2002. №1. С.150.