

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ РЕЗОНАНСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Башлий С.Ю., Бондаренко И.Н., Писаренко В.М., Чернышов Н.Н.,

Громова И.А., Умяров К.Т.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр.Науки, каф. Микроэлектроники, электронных приборов и устройств

E-mail: mykola.chernyshov@nure.ua

In the article it is set on the basis of principle of action of layout of sweepable microwave microscopy and digital filter, that digital filters have a row of advantages as compared to analog filters. This absence of necessity for the concordance of entrance and output resistances, possibility of simple alteration of AFD and PFD of filter by programming of his description, high reliability and stability of work. A practical value consists in the receipt of descriptions of impulsive windows. On the basis of method of weighing eventual impulsive descriptions of filters that consist in truncating of infinite series Fourier are got. For a management convergence of row and modification of coefficients of Fourier is use the gravimetric sequence of eventual length. For physical realization of this filter it is necessary impulsive description of filter must be certain only for positive values.

В настоящее время в резонансных преобразователях используется система формирования измерительного СВЧ сигнала, которая включает в себя измерительный генератор соответствующего диапазона рабочих частот, набор согласующих и развязывающих устройств, СВЧ детектор. В устройстве датчика предусмотрена возможность совмещения формирования измерительного СВЧ сигнала, устройства последетекторного выделения и обработки информационных сигналов. Все необходимые перемещения осуществляются с помощью шаговых двигателей, управляемых электронной системой сканирования. Координатный стол оснащен демпфирующими элементами для уменьшения влияния вибрации. Максимальный размер поля сканирования - $10 \times 10 \text{ мм}^2$, минимальный шаг сканирования по горизонтали - 156 нм, минимальный шаг перемещения резонансно-измерительный преобразователь (РИП) по вертикали (ось z) - 88 нм. Электронная система сканирования позволяет осуществлять сканирование поверхностей исследуемых образцов с регулируемым размером области сканирования и шага сканирования. Множитель шага (количество минимальных шагов в одном аппаратурно устанавливаемом шаге сканирования) может меняться от 1 до 1000. Количество измерений в точке (в файл данных записывается результат их усреднения) - $1 \dots 10^5$. Система позиционирования обеспечивает перемещение координатного стола, на котором размещается исследуемый образец, по координатам X и Y в плоскости сканирования и перемещение РИП по координате Z. В состав системы позиционирования входят: координатный стол с приводом от шаговых двигателей, блок управления шаговыми двигателями на микроконтроллере PIC18F452 с интерфейсом для подключения к компьютеру. Совмещение функций системы формирования измерительного СВЧ сигнала и устройства последетекторного выделения и обработки информационных сигналов происходит также при подключении макета сканирующая микроволновая микроскопия (СММ) в составе: РИП с микрозондовой структурой, системы позиционирования и компьютера с соответствующим программным обеспечением, к векторному сетевому анализатору. В нашем случае использовался векторный анализатор NA 5230A фирмы Agilent [1]. На рис. 1 приведена схема измерений добротностей образцов.

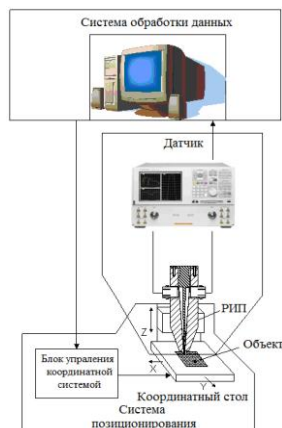


Рис.1. СММ с векторным сетевым анализатором

Система управления и обработки данных обеспечивает синхронизацию работы систем управления и позиционирования, выбор режима работы и обработку информационных данных, получаемых при измерениях. Формат файла измеренных данных – `***.dat` позволяет использовать для обработки специализированную программу обработки, созданную по приведенному ниже алгоритму. Метод цифровой фильтрации является одним из самых эффективных способов обработки сигналов. Цифровые фильтры имеют ряд преимуществ по сравнению с аналоговыми фильтрами. Это, прежде всего, отсутствие необходимости в согласовании входных и выходных сопротивлений, возможность простой перестройки АЧХ и ФЧХ фильтра путем программирования его характеристики, высокая надежность и стабильность работы [2; 4]. Работа цифрового фильтра, согласно функциональной схеме может быть описана следующим образом. Каждый отсчет дискретного сигнала x_n подается на АЦП и на выходе каждому значению ставится в соответствие цифровой код X_n длиной 2^q , где q -разрядность АЦП. Затем цифровой код X_n подается непосредственно на сам цифровой фильтр. Алгоритм цифровой фильтрации может быть следующим. Дискретный сигнал на входе цифрового фильтра является последовательностью отсчетов x_n . На выходе фильтра последовательность отсчетов Y_n может быть представлена в следующем виде

$$Y_n = x_0 h_0 + x_1 h_1 + x_2 h_2 + \dots + x_n h_m, \quad (1)$$

где h_0, h_1, \dots, h_m – “весовые коэффициенты” фильтра, M – длина последовательности коэффициентов.

Перепишем (1) в обобщенном виде

$$Y_n = \sum_{m=0}^M h_m x_{n-m}, \quad (2)$$

и убедимся что выражение (2) есть дискретная свертка сигнала x_n и функции h_m .

При условии, что Δ это шаг дискретизации, а h_m импульсная характеристика, фильтра, данный алгоритм описывает цифровую фильтрацию сигнала. Согласно функциональной схеме цифрового фильтра (рис. 2), отсчеты x_n подаются с задержкой Δ на сдвиговые регистры, затем после умножения на весовые коэффициенты h_m складываются на сумматоре. Приведенный алгоритм и функциональная схема описывают нерекурсивный фильтр, иногда называется трансверсальным (поперечным), а фильтры с конечной импульсной характеристикой называют КИХ - фильтрами. Для физической реализации данного фильтра необходимо выполнить несколько условий:

- во-первых, импульсная характеристика фильтра h_m должна быть определена только для положительных значений m ;
- во-вторых, длина импульсной характеристики должна быть конечной $m \leq M$.

Частотная характеристика цифрового фильтра $K(j\omega)$ является периодической функцией частоты. Ее можно представить рядом Фурье [3]

$$\begin{cases} K(j\omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} h_m e^{-j\omega m}; \\ h_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} K(j\omega) e^{+j\omega m} d\omega. \end{cases} \quad (3)$$

Использование уравнений системы приводит к бесконечно длинной импульсной характеристике, которая начинается в $-\infty$, и никакая временная задержка не сделает фильтр физически реализуемым. Остановимся подробнее на методе взвешивания и рассмотрим характеристики наиболее часто используемых окон. Сущность метода взвешивания для получения КИХ - фильтров заключается в усечении бесконечного ряда Фурье (1) за пределами $m \leq M$. Однако простое усечение ряда приводит к известному явлению Гиббса [4]. Поэтому, при проектировании КИХ - фильтров, для модификации коэффициентов Фурье следует использовать весовую последовательность конечной длины, называемую “окном”.

Для построения цифровых КИХ-фильтров предложено использовать несколько функций “окна” $\omega(n)$. Некоторые из этих функций были первоначально предложены в спектральном анализе коротких периодограмм [5-7], например:

функция Хэннинга

$$\omega(n) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right], \quad n = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2}; \quad (4)$$

функция Блэкмана

$$\omega(n) = 0,42 + 0,5 \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) + 0,08 \cos \left(\frac{4\pi n}{N-1} \right), \quad n = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2. \quad (5)$$

Вывод

Основываясь на классических работах по суммированию рядов Фурье, где предложены некоторые методы для ускорения сходимости рядов Фурье, можно определить другие “окна”. Можно показать, что применение некоторых из них соответствует умножению исходных коэффициентов на соответствующие веса, что, можно сказать, эквивалентно использованию таких “окон”. Приведенный выше метод синтеза цифрового фильтра был использован для построения программы с помощью, которой обрабатывались результаты измерений.

Литература

1. Pollack H.O. and Landau H.J. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty. Part 2. [Text] / Bell System Techn. J., 1961, 40, 1, 65 – 84p.
2. Slepian D. and Pollack H.O. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty. Part 1. [Text] / Bell System Techn. J., 1961, 40, 1, 43 – 64p.
3. Rabiner L.R. and Gold B. Theory and Application of Digital Signal Processing. [Text] / Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975

4. Borchi E., Cappellini V. and Del Re E. Minimum - bias windows defined through a quantum mechanical analogy. Report R7 – 76. [Text] / Istituto di Elettronica dell'Universita di Firenze, Italy., 1976
5. Cappellini V. Design of some digital filters with application to spectral estimation and data compression. [Text] / 1970 Proceedings: P.I.B. Symposium on Computer Processing in Communications, Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn, New York, 1969, 19, 313 – 31p.
6. Palmer D.F. Bias criteria for the selection of spectral windows. [Text] / I.E.E.E. Trans. Information Theory, IT ,1969, 15, 5, 613 – 15p.
7. Kaiser J.F. Digital filters. In “System Analysis by Digital Computer”. [Text] / (F.F. Kuo and J.F. Kaiser, eds), Wiley, New York, 1966, 218 – 77p.