

СИНХРОНИЗАЦИЯ МОДЕЛЬНЫХ И РЕАЛЬНЫХ АНАЛОГОВЫХ ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ

Аспирант кафедры компьютерной инженерии Войтов Г.В.
Донецкий национальный технический университет

При диагностике аналоговых и аналого-цифровых элементов замены особую роль играет точность измерения тестовых реакций. Даже относительно малая разность фаз эталонного (модельного) и реального сигналов, обусловленная опережением или отставанием фиксации выходных значений, приводит к существенному увеличению разности сигналов [1, 2]. Подобная ситуация может быть воспринята системой анализа как последствие возникновения параметрической неисправности. В этой статье рассматривается метод устранения данной проблемы на основе сохранения как входных, так и выходных сигналов с дальнейшим сопоставлением и расчётом величины фазового сдвига на основании корреляционной функции. Апробация данной методики проводилась средствами Matlab.

Взаимная корреляция входного эталонного и реального тестовых воздействий достигает максимума не при нулевом значении сдвига, в точке, абсцисса которой равна искомому значению разности фаз.

Рассмотрим пример взаимной корреляции двух функций $f_1(t) = e^{-(t-2)^2}$ и $f_2(x) = e^{-(x-3)^2}$. Следует отметить, что $f_2(t) = f_1(t-1)$, т.е. $f_2(t)$ есть $f_1(t)$ со сдвигом на 1 вправо по оси абсцисс. Значение автокорреляции $R(\tau)$ и взаимной $r(\tau)$ корреляции определяется из выражений [3]:

$$R(\tau) = \int f(t) \cdot f(t - \tau) \cdot dt \quad (1)$$

$$r(\tau) = \int f(t) \cdot g(t - \tau) \cdot dt \quad (2)$$

На рис. 1, рис. 2, рис. 3 приведены графики функций $f_1(t)$, $f_2(t)$ и их взаимная автокорреляция $R(\tau)$ и взаимная корреляция $r(\tau)$ соответственно.

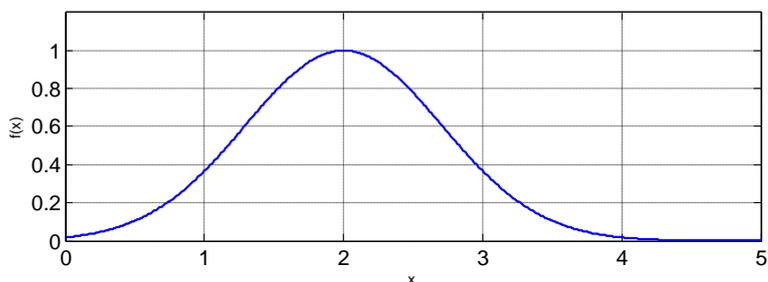


Рисунок 1 – График функции $f_1(t)$

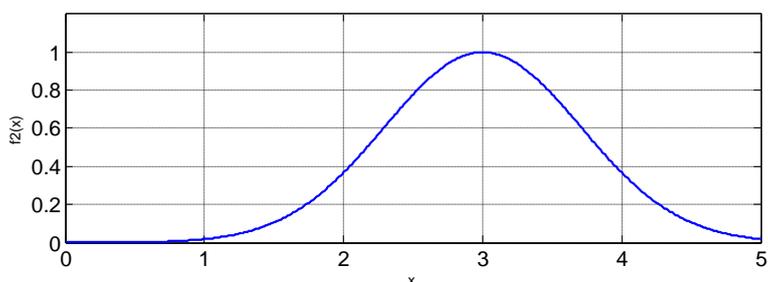


Рисунок 2 – График функции $f_2(t)$

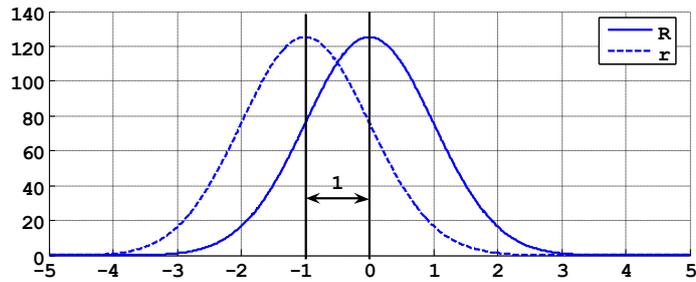


Рисунок 3 – Автокорреляционная функция и взаимная корреляция

На рисунке 3 явно видно, что сдвиг пика функции взаимной корреляции точно равен сдвигу функции. Важно отметить, что добавление случайного шума не влияет на результат расчёта функции взаимной корреляции. Если считать функцию $f_1(t)$ эталонной (идеальной), а функцию $f_2(t)$ - реальной (с добавлением шума), то получим результат на рис 4, 5.

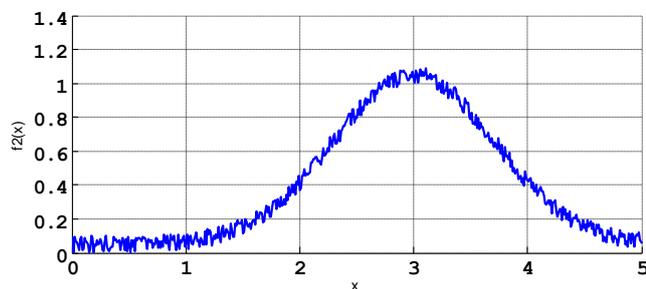


Рисунок 4 – Функция $f_2(t)$ с добавлением шума

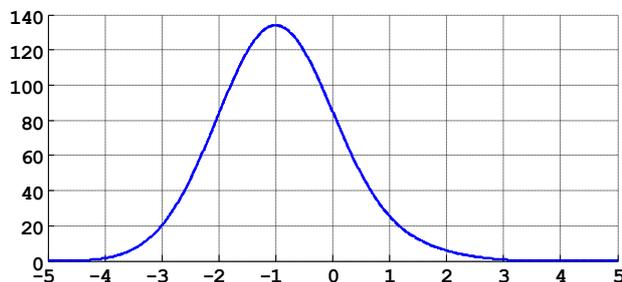


Рисунок 5 – Взаимная корреляция $f_1(t)$ и $f_2(t)$ с учётом добавления шума

Таким образом, задача синхронизации эталонного и реального сигналов сводится к определению максимума корреляционной функции и соответствующему ему сдвигу. Однако, необходимо учитывать следующие факты. В моделирующей среде мы имеем дело не с непрерывным множеством аналоговых значений, а с дискретными векторами конечной размерности. Этот вектор содержит пары значений величина-время, причём значения аналоговой величины фиксируются через определённое время – период дискретизации T , на интервале тестового периода T_p . В данном случае корреляционная функция тоже дискретна и определена на множестве значений аргумента $t = n \cdot T, 0 \leq n < N (N = \frac{T_p}{T})$. Это означает, что величину сдвига можно определить с точностью до одного T .

Если необходимо определить сдвиг с точностью $\varepsilon < T$, то возникает необходимость дополнить исходную последовательность. Это можно сделать несколькими способами.

1. Провести прямую через пары соседних точек. Этот способ имеет достаточно высокое быстродействие но дополнительные значения вектора будут несколько от истинного значения.

2. Выполнить интерполяцию (например, интерполяцию Ньютона). Для большого числа точек этот способ будет очень трудоёмким.
3. Провести параболу через пары соседних точек с учётом третьей (следующей). Этот способ является наиболее предпочтительным, поскольку имеет достаточно большое быстродействие и точность до третьего члена в разложении в ряд Тейлора.

Суть последнего способа состоит в следующем. Через три соседние точки проводится (см. рис. 6) некоторая функция параболы $f(t) = k_1 \cdot t^2 + k_2 \cdot t + k_3$. Подставляя известные значения аргументов и функции, получаем систему уравнений, решив которую получаем искомые значения коэффициентов. Далее, интервал от t_1 до t_2 дополняется требуемым числом дополнительных точек, принадлежащих квадратичной функции. То же самое выполняется для интервалов (t_2, t_3) , (t_3, t_4) и так далее.

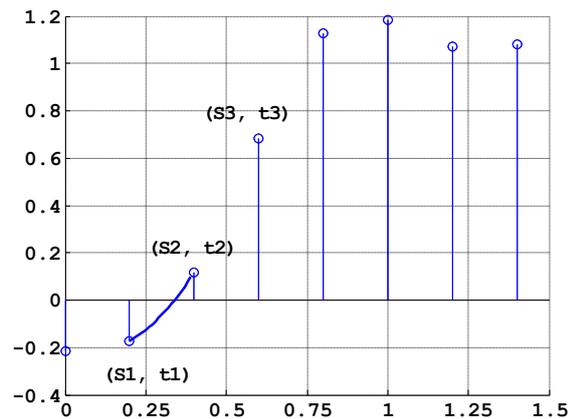


Рисунок 6 – Дополнение дискретной функции промежуточными значениями

$$\begin{cases} k_1 \cdot t_1^2 + k_2 \cdot t_1 + k_3 = S_1 \\ k_1 \cdot t_2^2 + k_2 \cdot t_2 + k_3 = S_2 \\ k_1 \cdot t_3^2 + k_2 \cdot t_3 + k_3 = S_3 \end{cases} \Rightarrow k_1, k_2, k_3 \quad (4)$$

На рис. 7, 8, 9 приведен пример дискретизации и получения промежуточных значений.

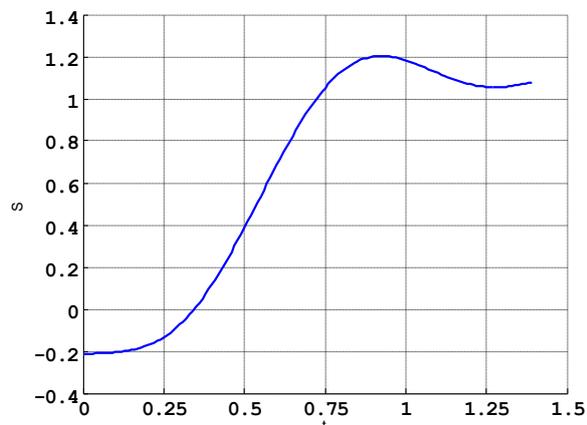


Рисунок 7 –S(t)

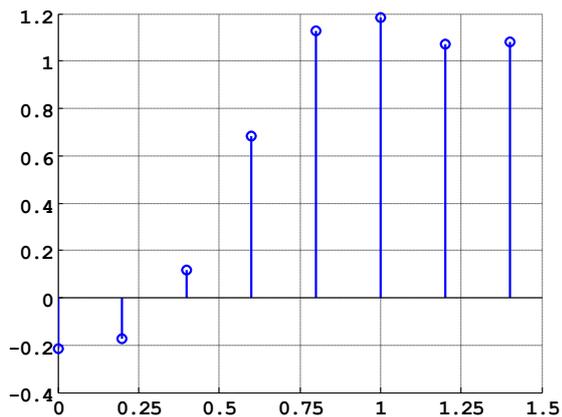


Рисунок 8 – Дискретизированный сигнал $SD(t)$

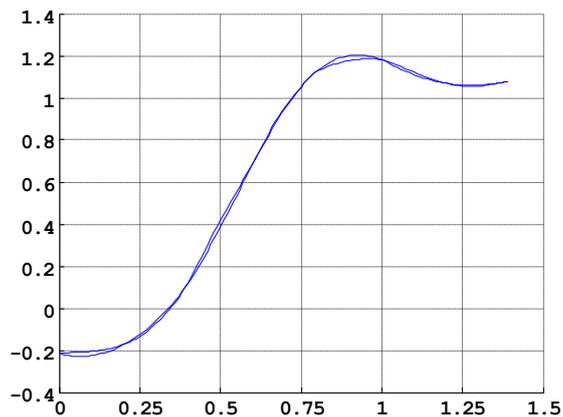


Рисунок 9 – Соотношение аналогового и дискретного сигнала, дополненного множеством промежуточных значений

На основании приведенных выше положений, составлена блок-схема подпрограммы вычисления фазового сдвига эталонного и реального сигналов (см. рис. 10). Предполагается, что в функцию передаются значения сигналов, периода дискретизации, точности определения фазового сдвига, при необходимости – вычисляется множество дополнительных значений, выполняет расчёт величины сдвига на основании взаимной корреляции модельного и реального входных тестовых сигналов.

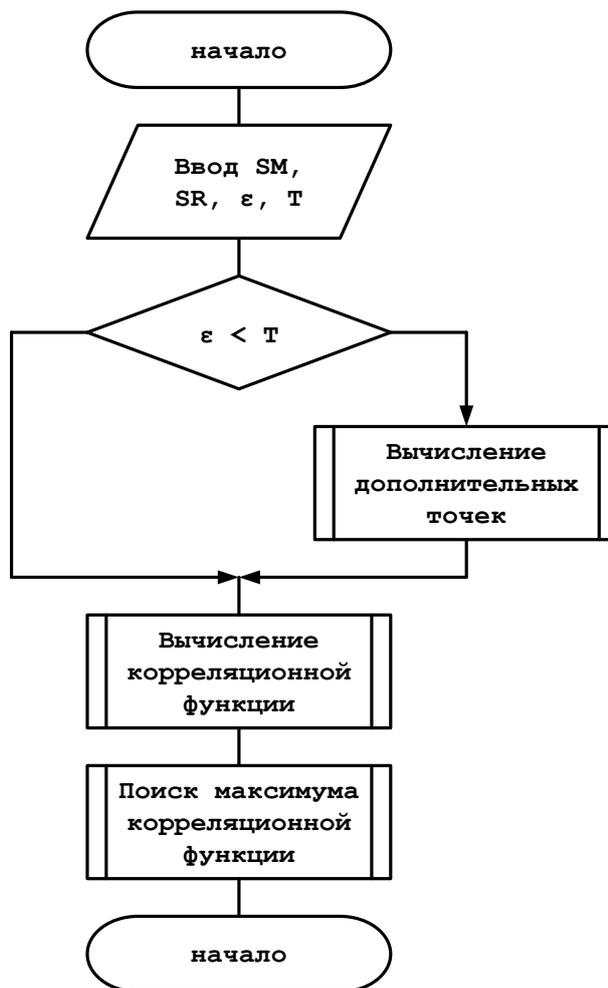


Рисунок 10 – Блок-схема вычисления фазового сдвига

Рассмотрим пример. Пусть входной сигнал представлен следующим выражением:

$$S(t) = \sin(t) + \frac{1}{3} \cdot \sin\left(3 \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{6} \cdot \sin\left(7 \cdot t + \frac{3 \cdot \pi}{4}\right)$$

Заданы следующие параметры дискретизации:

```

Tp = 5;           %период тестирования
T = 0.25;        %период дискретизации
eps = 0.04;      %максимальная погрешность сдвига
tm = [0:T:Tp];   %моменты фиксации значений модельного сигнала
tr = [0.3*T:T:(T + 0.3* tau)]; %моменты фиксации значений реального сигнала
    
```

В данном случае, точное значение сдвига будет равно $0.3 \cdot T = 0.075$.

На рис. 11, 12, 13, 14 приведены входные данные и результат обработки дискретизированных значений. Сдвиг, определённый по предложенному алгоритму, составил 0.0625.

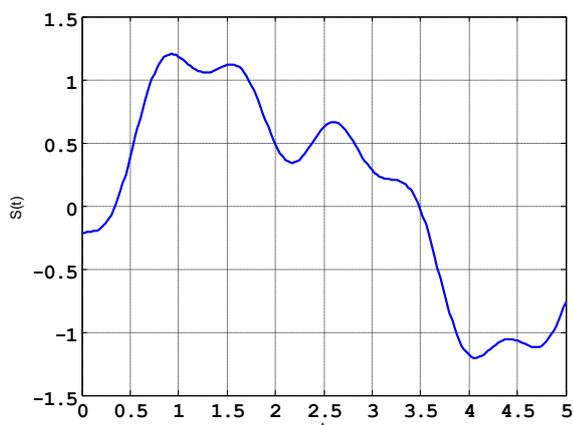


Рисунок 11 – Аналоговая форма сигнала S(t)

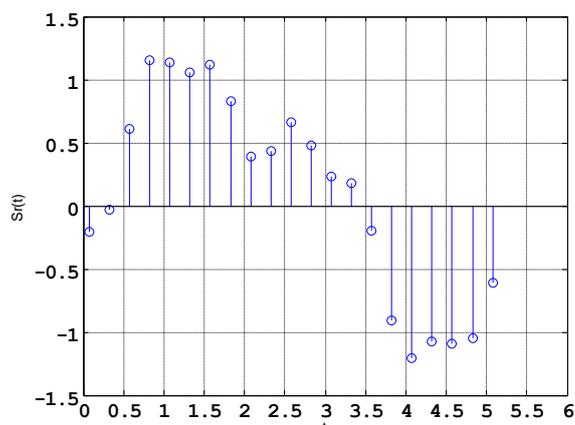


Рисунок 12 – Дискретизированный реальный сигнал SR(t)

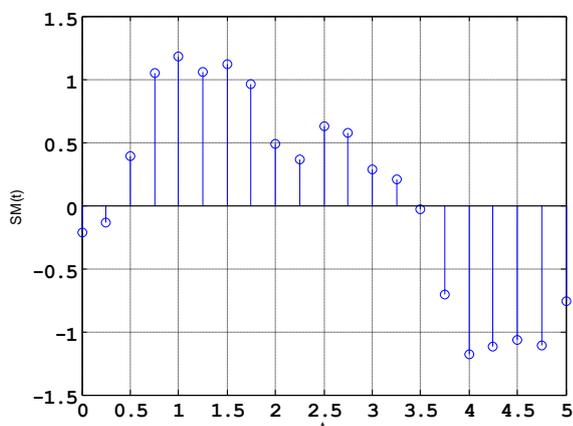


Рисунок 13 - Дискретизированный модельный сигнал SM(t)

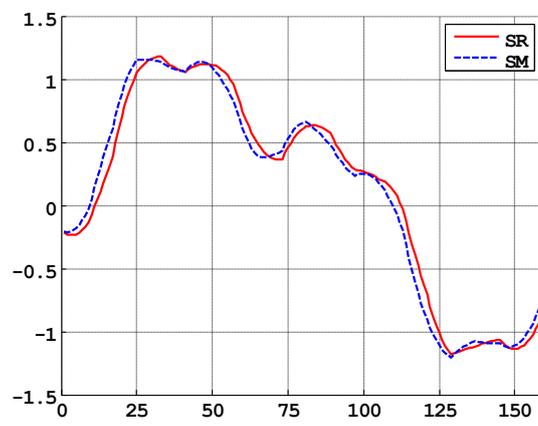


Рисунок 14 – Наложение модельного и реального входных сигналов с дополнением промежуточными значениями

В данной статье была предложена алгоритмическая основа системы вычисления фазового сдвига реального и модельного тестовых сигналов в составе системы анализа аналоговых тестовых реакций. Результат моделирования средствами Matlab показывает, что предложенный способ даёт возможность определить фазовый сдвиг с достаточно большой точностью, а именно разницу фазы меньше одного периода дискретизации. Так, при задании периода дискретизации 0.25, точности 0.04, сдвиг сигналов был установлен 0.075. Его вычисленное значение было 0.0625, что не выходит за рамки требуемой точности: $0.075 - 0.0625 = 0.0125 < 0.04$. Это позволяет сделать вывод о возможности практического применения данного метода.

Список литературы

1. Matthew Mahoney. DSP-based testing of Analog and Mixed-Signal Testing / Matthew Mahoney - Los Alamitos, California, IEEE Computer Society Press, 2003.
2. Zhi-Hong Liu. Mixed-Signal Testing of Integrated Analog Circuits and Modules / Zhi-Hong Liu, Ohio University, March, 1999.
3. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: Учебное пособие для вузов. — 10-е издание, стереотипное / Гмурман В.Е. — Москва: Высшая школа, 2004. — 479 с.