

Компьютерная модель согласованного фильтра для радиосигнала на основе кодов М-последовательности

Н.А. Романова,
студ., markovanatalya94@mail.ru,
НИЯУ МИФИ, г. Москва

Предложенная компьютерная модель фильтра, согласованного с шумоподобным радиосигналом на основе кодов М-последовательности, предназначена для введения в состав компьютерной модели стенда статистических испытаний. Структура разработанной модели соответствует структуре физических радиоэлектронных устройств выполняющих фильтровую обработку широкополосных сигналов. Форма автокорреляционной функции формируемой на выходе модели фильтра близка к идеальной ромбовидной форме, что позволяет оценить ее изменение при воздействии шумов на сигнал. Модификация компьютерной модели под другие виды фазоманипулированных шумоподобных сигналов достаточно проста и может быть реализована при проектировании новых радиоэлектронных систем обнаружения сигналов.

The report proposed the computer model of the filter, which is intended for the introduction into the computer model of the statistical test stand. The filter is consistent with a noise-like (wideband) radio signal based on the M-sequence codes. The structure of the developed model corresponds to the structure of physical radio electronic devices that perform filter processing of broadband signals. The shape of the autocorrelation function that is formed at the output of the filter model is close to the ideal rhombus shape. The rhombus shape allows estimating the change in the autocorrelation function under the influence of noise on the signal. Modification of the computer model for the other types of phase-manipulated noise-like signals is fairly simple and can be implemented in the development of new signal detection electronic systems.

1. Постановка задачи

Этап эскизного проектирования радиотехнических систем связан с решением задачи выбора радиосигнала используемого в системе. Обычно такой выбор производится на основе расчетов характеристик системы, которые обеспечивает тот или иной радиосигнал. Часто такие расчеты могут быть выполнены методом статистических испытаний (Монте-Карло) с применением компьютерных моделей отдельных функциональных узлов радиотехнической системы.

Целью работы является разработка компьютерной модели согласованного фильтра для радиосигнала на основе М-последовательности. Работа выполнена с помощью имитационной среды Simulink, входящей в состав пакета программ для инженерных расчетов MATLAB.

2. Структура согласованного фильтра

Как известно [3], согласованный фильтр для шумоподобных фазоманипулированных радиосигналов (СФШР), к которым относятся радиосигналы на основе кодов М-последовательности, структурно представляет последовательное соединение двух фильтров. Для описания этих фильтров введем следующие обозначения: t – время, τ_u – длительность отдельного радиоимпульса, ω_0 – круговая частота радиоимпульса. Первым фильтром является фильтр, согласованный с прямоугольным радиоимпульсом $s^{(1)}(t)$, т.е. сигналом задаваемым выражением

$$s^{(1)}(t) = \sigma(t + \frac{\tau_u}{2}) \cos(\omega_0 t), \text{ при } \tau_u = L \frac{2\pi}{\omega_0}, L \gg 1, \sigma(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau_u; \\ 0, & t < 0 \text{ или } t > \tau_u, \end{cases} \quad (1)$$

Второй фильтр является фильтром, согласованным с шумоподобным видеосигналом (ШПВС) $s^{(2)}(t)$, сформированным на основе кодов М-последовательности, т.е. сигналом задаваемым выражением

$$s^{(2)}(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sigma[t - (i-1)\tau_u], \text{ где } a_i = \begin{cases} 1, & \text{если } q_i = 0; \\ -1, & \text{если } q_i = 1, \end{cases} \quad (2)$$

в котором значения двоичной последовательности $\{q_i, i = 1, 2, \dots, N\}$ определяется рекуррентным соотношением

$$q_i = k_1 q_{i-1} + k_2 q_{i-2} + \dots + k_m q_{i-m} \pmod{2}. \quad (3)$$

В этом соотношении обозначение $(\text{mod}2)$ означает, что сложение и умножение выполняется по модулю 2, коэффициенты k_1, \dots, k_m – представляют собой фиксированный набор множителей по модулю 2, а число двоичных

разрядов m определяет длину М-последовательности N соотношением $N = 2^m - 1$. Одиночный радиосигнал на основе кодов М-последовательности определяется выражением

$$s(t) = s^{(2)}(t) \cos(\omega_0 t) = \sum_{i=1}^N a_i \sigma[t - (i-1)\tau_u] \cos(\omega_0 t). \quad (4)$$

Периодический радиосигнал $g(t)$ на основе кодов М-последовательности представляет собой периодически, с периодом $N\tau_u$, продолженную зависимость $s(t)$. Условием согласованности фильтра с сигналом, как известно, является требование равенства его импульсной характеристики $h(t)$ обращенному по времени и задержанному на фиксированную величину τ сигналу. Применительно к сигналу $g(t)$ это сводится к равенству

$$h(t) = g(\tau-t)|_{\tau=N\tau_u} = g(N\tau_u - t) . \quad (5)$$

3. Согласованный фильтр для прямоугольного радиоимпульса

Условие согласованности фильтра с прямоугольным радиоимпульсом определяется равенством:

$$h^{(1)}(t) = s^{(1)}(\tau-t)|_{\tau=\tau_u} = s^{(1)}(\tau_u - t) . \quad (6)$$

где $h^{(1)}(t)$ – импульсная характеристика согласованного фильтра для прямоугольного радиоимпульса. Учитывая, что с помощью обратного преобразования Фурье можно записать:

$$h^{(1)}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^{(1)}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad s^{(1)}(\tau_u - t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^{(1)}(\omega) e^{j\omega(\tau_u - t)} d\omega,$$

где $K^{(1)}(\omega)$ – комплексный коэффициент передачи фильтра, $S^{(1)}(\omega)$ – комплексный спектр радиоимпульса (1), из равенства (6) следует, что

$$K^{(1)}(\omega) = S^{(1)}(\omega), \quad (7)$$

$$|K^{(1)}(\omega)| = |S^{(1)}(\omega)| . \quad (8)$$

Равенство (8) служит основой для построения согласованного фильтра, так как его можно рассматривать как предельный случай последовательности приближенных равенств, основанных на частичном учете формы амплитудного спектра прямоугольного радиоимпульса. Метод частичного учета формы спектра рассмотрен ниже.

Амплитудный спектр радиоимпульса, задаваемого соотношением (1), определяется выражением [4]

$$S^{(1)}(\omega) = \frac{\tau_u}{2} \left| \frac{\sin \left[\frac{\tau_u}{2} (\omega - \omega_0) \right]}{\frac{\tau_u}{2} (\omega - \omega_0)} + \frac{\sin \left[\frac{\tau_u}{2} (\omega + \omega_0) \right]}{\frac{\tau_u}{2} (\omega + \omega_0)} \right| . \quad (9)$$

Графический вид зависимости от ω стоящей под знаком модуля суммы $\tilde{S}(\omega)$ для случая $\omega_0 \gg 0$ показан на рисунке 1. Видно, что части, стоящие в области положительных и отрицательных частот, при $\omega_0 \gg 0$ практически не перекрываются и поэтому можно записать

$$|S^{(1)}(\omega)|_{\omega > 0} = \frac{\tau_u}{2} \left| \frac{\sin \left[\frac{\tau_u}{2} (\omega - \omega_0) \right]}{\frac{\tau_u}{2} (\omega - \omega_0)} \right| . \quad (10)$$

В таком случае построение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) $|K^{(1)}(\omega)|$ производится в два этапа. На этапе грубой имитации с помощью АЧХ четырехкаскадного резонансного усилителя имитируется главный лепесток зависимости (10). На втором этапе производится корректировка грубой имитации также с помощью АЧХ четырехкаскадных резонансных усилителей, которые имитируют два ближайших к главному боковых лепестка зависимости (10). Комплексный коэффициент передачи однокаскадного резонансного усилителя имеет вид [4]

$$K(\omega) = K_0 \frac{j\omega}{\omega_p^2 - \omega^2 + 2j\alpha_k \omega} , \quad (11)$$

где ω_p – частота резонанса, α_k – затухание резонансного контура, K_0 – постоянный коэффициент. Выбирая $\omega_p = \omega_0$ и переходя от переменной ω к мнимой переменной $p = j\omega$, а так же учитывая, что α_k достаточно мало,

преобразуем (11) к выражению $K(p) = \frac{K_0 p}{p^2 + 2p\alpha_k - \omega_0^2} = \frac{K_0 p}{(p + \alpha_k)^2 + \omega_0^2}$. Для четырехкаскадного усилителя

соответствующее выражение для коэффициента передачи будет иметь вид $K_4(p) = [K(p)]^4 = \frac{K_0^4 p^4}{[(p + \alpha_k)^2 + \omega_0^2]^4}$.

Используя, что $K(p)$ связан с импульсной характеристикой $h(t)$ резонансного усилителя обратным преобразованием Лапласа $h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} K(p) e^{pt} dp$, а также учитывая, что произведению коэффициентов передачи

соответствует свертка соответствующих импульсных характеристик, получим

$$h_4(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} K_4(p) e^{pt} dp = \frac{K_0^4 e^{-\alpha_k t}}{48} t^3 \cos \omega_0 t = \tilde{h}_4(t) \cos \omega_0 t, \quad \text{где } \tilde{h}_4(t) = \frac{K_0^4 e^{-\alpha_k t}}{48} - \text{огibaющая импульсной характеристики}$$

$h_4(t)$. Перейдем теперь к имитации боковых лепестков, прилегающих к главному. Учитывая ширину и положение боковых лепестков на оси частот, следует рассмотреть коэффициенты передачи

$${}^{(+)}K_4(p) = \frac{K_0^4 p^4}{\left[\left(p + \frac{\alpha_k}{2} \right)^2 + \left(\omega_0 + \frac{3\pi}{T_u} \right)^2 \right]^4}; \quad {}^{(-)}K_4(p) = \frac{K_0^4 p^4}{\left[\left(p + \frac{\alpha_k}{2} \right)^2 + \left(\omega_0 - \frac{3\pi}{T_u} \right)^2 \right]^4}.$$

Здесь затухание однокаскадного резонансного усилителя выбрано вдвое меньше, так как ширина боковых лепестков вдвое меньше ширины главного лепестка. Этим коэффициентам передачи будут соответствовать

импульсные характеристики: ${}^{(+)}h_4(t) = \frac{K_0^4 e^{-\frac{\alpha_k t}{2}}}{48} t^3 \cos\left[\left(\omega_0 + \frac{3\pi}{T_u} \right) t \right]$, ${}^{(-)}h_4(t) = \frac{K_0^4 e^{-\frac{\alpha_k t}{2}}}{48} t^3 \cos\left[\left(\omega_0 - \frac{3\pi}{T_u} \right) t \right]$. Тогда

${}^{(+)}h_4(t) + {}^{(-)}h_4(t) = \frac{K_0^4 e^{-\frac{\alpha_k t}{2}}}{24} t^3 \cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{3\pi}{T_u} t \right)$. Поскольку $\omega_0 \gg \frac{2\pi}{T_u}$, то множитель $\cos\left(\frac{3\pi}{T_u} t \right)$ является медленно

меняющейся функцией по сравнению с $\cos(\omega_0 t)$. Графики функции $\cos\left(\frac{3\pi}{T_u} t \right)$ при $0 \leq t \leq T_u$ и огибающей $\tilde{h}_4(t)$ импульсной характеристики $h_4(t)$ показаны на рисунке 2. Из сравнения этих графиков следует, что

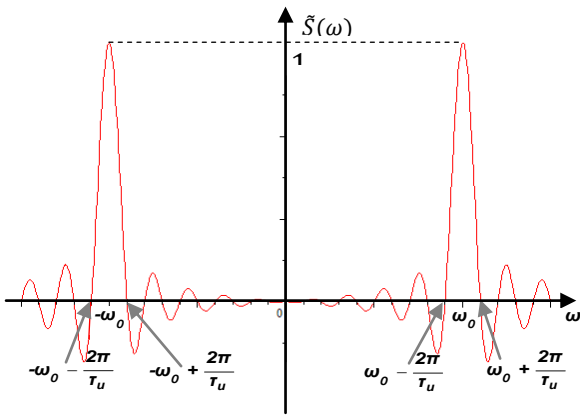


рис. 1 Графический вид спектра $\tilde{S}(\omega)$

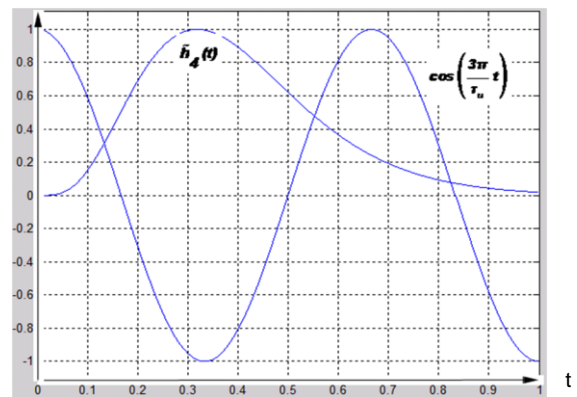


рис. 2 Графики огибающей $\tilde{h}_4(t)$ и функции $\cos\left(\frac{3\pi}{T_u} t \right)$

с помощью подбора значения $\frac{\alpha_k}{2}$, а также значения K_0^4 в соотношении для ${}^{(+)}h_4(t) + {}^{(-)}h_4(t)$ в компьютерной модели, можно получить совпадение отрицательной волны функции $\cos\left(\frac{3\pi}{T_u} t \right)$ и области максимума огибающей $\tilde{h}_4(t)$. При этом функции $\cos(\omega_0 t)$ основного и боковых лепестков будут складываться противофазно, в результате чего, будет формироваться плоская вершина имитационного радиоимпульса. Одновременно положительные волны $\cos\left(\frac{3\pi}{T_u} t \right)$ будут формировать передний и задний фронты имитирующего радиоимпульса за счет синфазного сложения функций $\cos(\omega_0 t)$ основного и боковых лепестков. В совокупности, описанные эффекты улучшают форму имитационного радиоимпульса, приближая ее к форме прямоугольного радиоимпульса.

4. Компьютерная модель согласованного фильтра для прямоугольного радиоимпульса

Схема согласованного фильтра для прямоугольного радиоимпульса (СФПР) представлена на рисунке 3. Для проверки импульсной характеристики на вход СФПР подавалась имитация δ -функции, в виде узких прямоугольных импульсов, вырабатываемых отдельным генераторным блоком компьютерной модели. Длительность импульсов взята много меньше периода $T_0 = 2\pi/\omega_0$. Процесс формирования импульсной характеристики СФПР показан на рисунке 4 в виде осциллограмм.

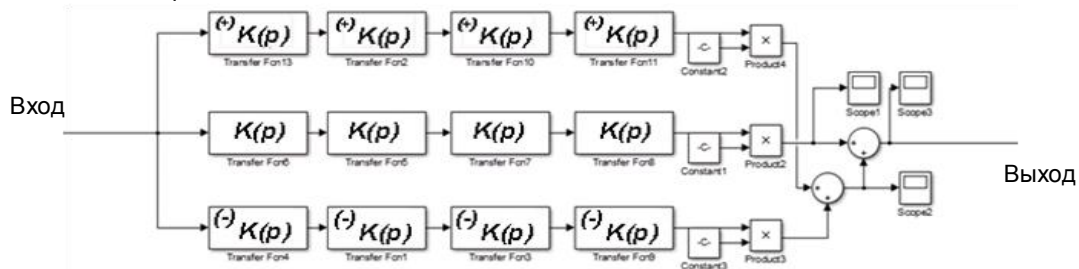
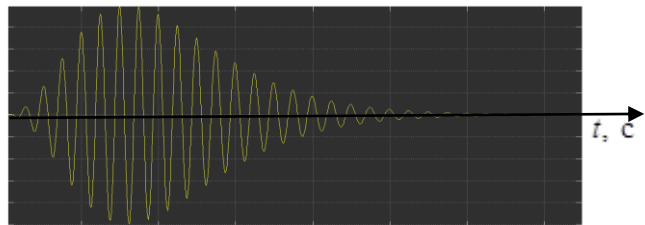
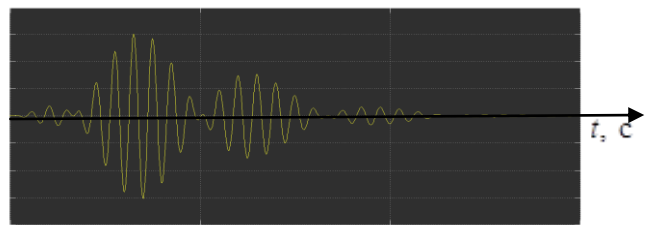


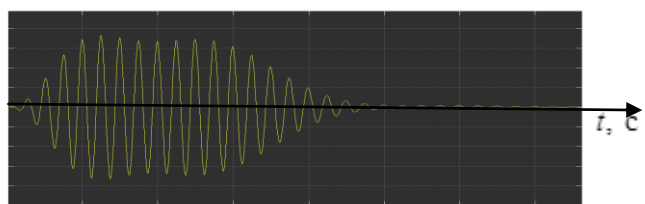
рис. 3 Схема СФПР



Импульсная характеристика $h_4(t)$



Импульсная характеристика $(+)h_4(t) + (-)h_4(t)$



Импульсная характеристика $(+)h_4(t) + (-)h_4(t) + h_4(t)$

рис. 4 Формирование импульсной характеристики СФПР

5. Согласованный фильтр для шумоподобного видеосигнала

Условием согласованности фильтра с ШПВС является соотношение

$$h^{(2)}(t) = s^{(2)}(\tau-t)|_{\tau=N\tau_u} = s^{(2)}(N\tau_u - t) \quad (12)$$

где $h^{(2)}(t)$ – импульсная характеристика фильтра, согласованного с ШПВС. Как известно [], структурно такой фильтр представляет собой многокаскадную линию задержки с числом последовательно соединенных каскадов равным $N-1$.

Сигналы со входа первого каскада и с выходов всех каскадов подключаются ко входам взвешивающего сумматора. При этом весовые коэффициенты равны коэффициентам a_1, a_2, \dots, a_N взятым в обратном порядке для выполнения условия (12), т.е. сигнал с выхода последней линии задержки берется с весом a_1 , с выхода предыдущей линии задержки – с коэффициентом a_2 и т.д. Схема компьютерной модели фильтра, согласованного с широкополосным видеосигналом (СФШВ), при $N=15$, $m=4$, $k_1=k_2=0, k_3=k_4=1$ и начальной комбинацией двоичных разрядов: $q_1=1, q_2=q_3=q_4=0$ показана ниже (Рис.5). Автокорреляционная функция (АКФ) на выходе СФШВ для ШПВС, продолженного периодически с периодом $N\tau_u$, показана на рисунке 6, а сам периодический ШПВС - на рисунке 7 .

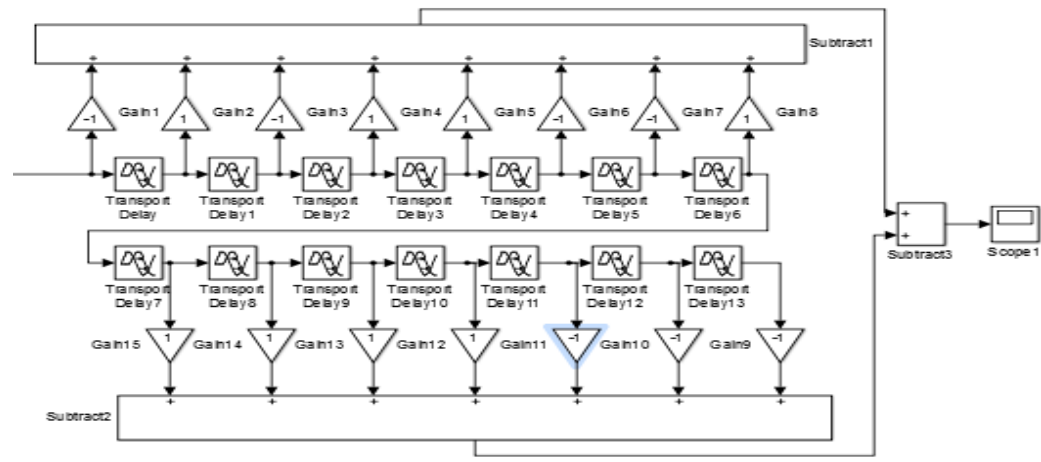


рис. 5 Схема СФШВ

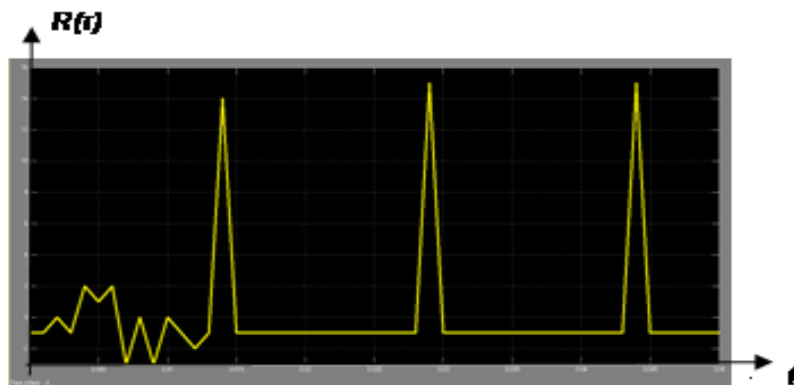


рис. 6 График АКФ для шумоподобного видеосигнала (начальный временной участок является интервалом установления режима работ)



рис. 7 Временная диаграмма видеосигнала на основе кодов М-последовательности

6. Компьютерная модель согласованный фильтр для широкополосного радиосигнала

Схема компьютерной модели СФШР показана на рисунке 8. Результатом обработки этим фильтром входного сигнала, определяемого соотношением (4), является АКФ сигнала, показанная на рисунке 9. Малый радиус закругления АКФ в области максимума определяется достаточно хорошим приближением импульсной характеристики СФПР формы прямоугольного радиоимпульса.

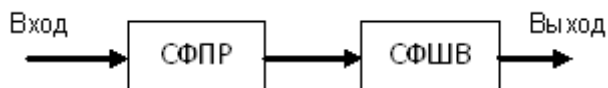


рис. 8 Схема компьютерной модели СФШР

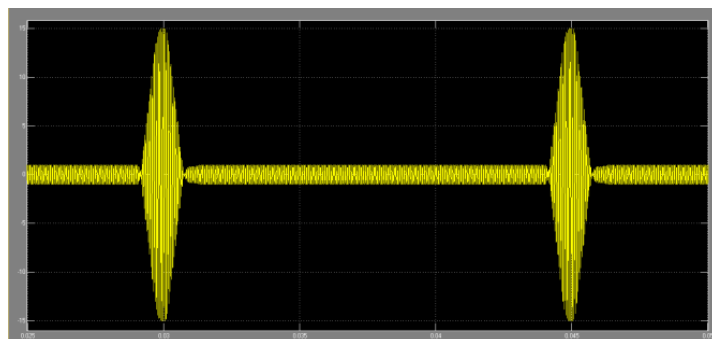


рис. 9 АКФ, полученная на выходе фильтра, согласованного с широкополосным радиосигналом

Заключение

В работе предложена компьютерная модель фильтра согласованного с широкополосным радиосигналом на основе кодов М-последовательности. Для реализации компьютерной модели использован пакет прикладных программ MATLAB. Данная разработка может быть встроена в компьютерную модель измерительной установки для проведения статистических испытаний методом Монте-Карло в качестве компьютерной модели радиоэлектронной системы обнаружения указанного радиосигнала. Рассмотренная компьютерная модель может быть модифицирована под другие виды фазоманипулированных сигналов (в частности на основе кодов Баркера) за счет незначительных изменений в схеме СФШВ.

Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Дьяконов В.П. Simulink 5/6/7: Самоучитель. М.: ДМК-Пресс, 2008. 784 с.
3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1994. 480 с.