

Башкирский государственный университет,  
кафедра физической электроники,  
450074, г. Уфа, ул. Фрунзе, 32, E-mail GhotsSS@ic.bashedu.ru, GallyamovRR@ic.bashedu.ru

Как при экспериментальном исследовании фликкер-шума, так и при изучении последствий его воздействия на различные радиотехнические устройства и системы связи важно иметь в своем распоряжении генератор шума, способный воспроизводить низкочастотный шум со спектром вида  $1/f^\gamma$  с различным индексом спектральной плотности мощности  $\gamma$ . Существует три основных подхода к проблеме генерации  $1/f^\gamma$  - шума: 1) метод фильтрации белого шума; 2) использование источников  $1/f^\gamma$  шума естественного происхождения; 3) цифровые методы синтеза  $1/f^\gamma$  шума.

В последние десятилетия наибольшее распространение получили цифровые генераторы шума (ЦГШ). Подавляющее большинство известных ЦГШ предназначены для получения белого шума. В силу широкой распространенности случайных процессов со спектром  $1/f^\gamma$  актуальна проблема создания ЦГШ, предназначенных для получения низкочастотных псевдослучайных последовательностей.

В данной работе рассмотрен ЦГШ, в основу работы которого положен принцип весового суммирования нескольких псевдослучайных последовательностей  $\{x_j[i]\}$  [1].

$$y[i] = \sum_{j=1}^n w_j x_j[i]. \quad (1)$$

здесь  $w_j$  – весовые коэффициенты,  $y[i]$  –  $i$ -й элемент искомой последовательности, рассчитанный в  $i$ -й момент времени. Исходные последовательности  $\{x_j[i]\}$  могут иметь произвольную статистику распределения по амплитуде. В частности, при цифровом способе генерации в качестве  $x_j[i]$  можно использовать псевдослучайные бинарные последовательности, сформированные с помощью двухуровневых логических схем. При достаточно большом  $n$  и статистической независимости  $\{x_j[i]\}$  отсчетные значения  $y[i]$  результирующего  $n$ -уровневого сигнала образуют числовую последовательность с квазинормальным амплитудным распределением.

Необходимые спектральные свойства результирующей последовательности  $\{y[i]\}$  можно получить, если использовать исходные бинарные последовательности  $\{x_j[i]\}$  с различной динамикой переключения. В этом случае весовая функция  $w_j = w(\tau_j)$  в (1) будет определять значимость элементарных составляющих  $x_j[i]$ , в зависимости от среднего времени  $\tau_j$ , определяющего длительность пребывания сигнала в определенном состоянии между переключениями.

Для псевдослучайной бинарной последовательности, характеризующейся средним временем  $\tau_j$  пребывания в одном состоянии ее СПМ равна [2]

$$S(f, \tau_j) = \frac{S_0 \cdot \tau_j}{1 + (\pi \cdot f \cdot \tau_j)^2}. \quad (2)$$

Определим результирующую СПМ шума как результат взвешенного суммирования спектральных компонент (2) с постоянным шагом  $\Delta\tau$  изменения значений  $\tau_j$

$$S(f) = \sum_{j=1}^n g(\tau_j) \cdot S(f, \tau_j) \cdot \Delta\tau, \quad \tau_j = \tau_{j-1} + \Delta\tau \quad (3)$$

Известно [1], что для формирования шума со спектром  $S(f) = 1/f$  путем взвешенного суммирования (3) необходимо использовать весовую функцию вида

$$g(\tau_j) = \frac{const}{\tau_j}. \quad (4)$$

Использование (3) и (4) для получения  $1/f$  шума в требуемом диапазоне частот требует очень большого количества  $n$  исходных последовательностей  $\{x_j[i]\}$  с различными  $\tau_j$ , что усложняет устройство генератора шума. Кроме этого, точность аппроксимации  $1/f$  спектра будет различной для низкочастотных и высокочастотных компонент спектра.

Обе указанные проблемы можно преодолеть, если использовать показательный закон изменения значений  $\tau_j$  [3]. Несложно показать, что для эргодических процессов использование весовой функции (4) эквивалентно суммированию (3) с постоянным значением  $g(\tau_j)$  при условии показательного закона изменения величины среднего времени пребывания сигнала в одном из состояний для исходных последовательностей  $\{x_j[i]\}$ . В этом случае для  $j$ -й последовательности

$$\bar{\tau}_j = b^j, \quad (5)$$

При этом, независимо от значения переменной  $b$  спектральную плотность мощности можно будет аппроксимировать выражением  $S(f)=1/f$  в некотором диапазоне частот  $f \in (f_{min}, f_{max})$ .

На рис.1 представлена структурная схема генератора [4] для осуществления способа формирования  $1/f^j$  шума. Устройство содержит блок формирования управляющего  $n$ -разрядного бинарного сигнала 1, состоящий из генератора тактовых импульсов 2 и двоичного  $n$ -разрядного счетчика 3, генератор бинарной псевдослучайной последовательности 4, состоящий из генератора тактовых импульсов 5, регистра сдвига 6 и сумматора по модулю два 7, блок хранения информации 8, состоящий из  $n$  D-триггеров  $9_1..9_n$ , весовой сумматор 10 и фильтр нижних частот 11.

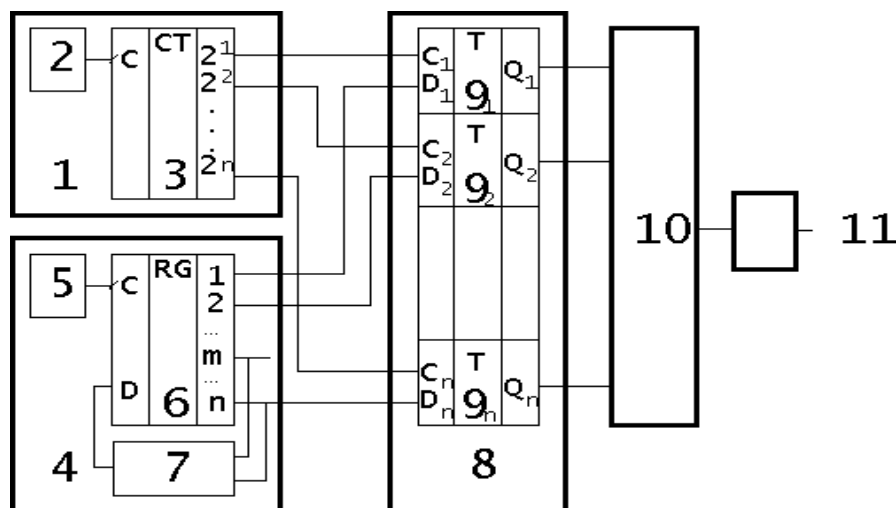


Рис.1. Функциональная схема генератора шума.

Рассмотрим работу схемы генератора шума. Импульсы с выхода тактового генератора 5 осуществляют сдвиг бинарных импульсов в регистре сдвига 6, на  $n$  выходах которого генерируется временная  $n$ -разрядная бинарная импульсная  $M$ -последовательность за счет обратной связи через сумматор 7. Псевдослучайные сигналы с  $n$  выходов регистра сдвига 6 поступают на информационные входы D-триггеров. Одновременно на входы синхронизации этих D-триггеров поступают управляющие импульсы с двоичного  $n$ -разрядного счетчика 3, при этом период переключений управляющих сигналов возрастает с увеличением номера разряда  $n$  как степень числа 2. Соответственно, частота импульсов на различных выходах счетчика 3 равна

$$f_j = \frac{f_{макс}}{2^j}, \quad j = \overline{1, n},$$

где  $f_{макс}$  - частота тактовых импульсов, поступающих на счетный вход счетчика 3 с генератора 2.

Таким образом, в соответствующие моменты времени в D-триггерах осуществляется фиксация псевдослучайных значений, непрерывно поступающих на вход блока хранения информации. С выходов D-триггеров псевдослучайные сигналы со средним периодом переключений для  $j$ -го разряда, равным  $\bar{\tau}_j = \frac{1}{f_j}$ , поступают на вход линейного сумматора 10, на выходе которого

формируется  $n$ -уровневый шумовой сигнал со спектральной плотностью мощности вида  $1/f^j$ . Изменение весовых коэффициентов позволяет варьировать значение индекса спектральной плотности мощности в пределах от 1 до 2.

Максимальная частота диапазона, в котором спектральная плотность мощности имеет зависимость  $1/f^j$ , устанавливается частотой тактового генератора  $f_{макс}$ . В предлагаемом устройстве она равна  $f_{макс} = \frac{f_{макс}}{2}$ . Ширина частотного диапазона  $\Delta f$  зависит от разрядности счетчика и количества используемых триггеров. Необходимую разрядность устройства можно определить по формуле  $n \geq \text{Log}_2 \frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ .

На рис. 2 изображены осциллограммы сигналов на выходах D-триггеров. Из приведенного рисунка видно, что средняя частота переключения между уровнями уменьшается с увеличением

номера разряда. В пределах выбранного масштаба времени начиная с 9 разряда среднее время нахождения сигналов в определенном состоянии становится столь большим, что за представленное на рисунке время переключений сигнала не происходит.

### Литература

1. Гоц С.С. Статистическое моделирование многоуровневого сигнала. - Материалы докладов 4-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», М., 2002, с.22-26
2. Ван дер Зил А. Шум. Источники, описание, измерение. (Пер. с англ.) М.: Сов. радио, 1973, 178 с.
2. Галлямов Р.Р., Гоц С.С., Бахтизин Р.З. Применение  $m$ -связных последовательностей для моделирования шумовых процессов. Известия вузов. Радиофизика, 2001, т.44, № 4, с. 359-366.
4. Галлямов Р.Р., Гоц С.С., Бахтизин Р.З. Генератор  $1/f^{\alpha}$  шума. Патент РФ № 2189107.

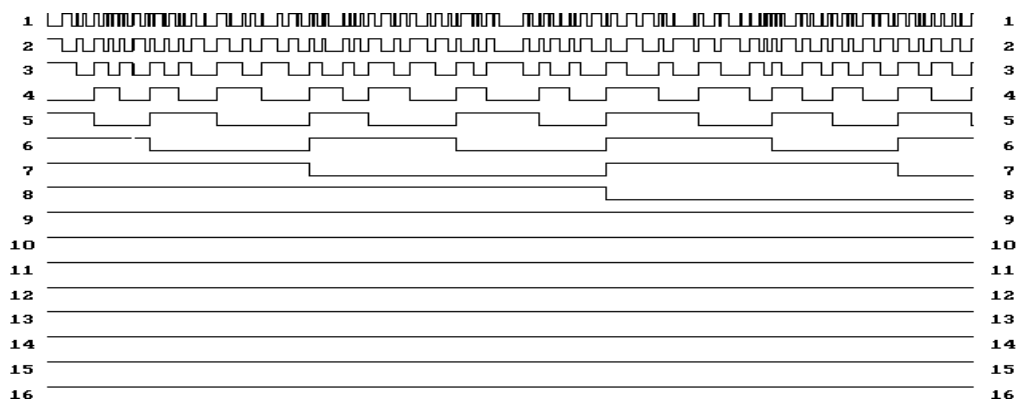


Рис.2. Осциллограммы сигналов на выходах Q, D-триггеров регистра 8.



Bashkir State University, Department of Physical Electronics  
32, Frunze street, Ufa, Russia, 450074  
Phone (3472)-23-65-74, E-mail GhotsSS@ic.bashedu.ru, GallyamovRR@ic.bashedu.ru

The presence of the generator which can reproduce the noise signals with power spectrum density (PSD) of  $1/f^\gamma$  type can help someone during investigations of flicker noise or clearing up the electronic circuit response on the similar signal influence. There are three main approaches to generating of  $1/f^\gamma$  noise: 1) low frequency filtering of initial white noise; 2) using of the devices with natural flicker noise; 3) using of digital noise generator. The third method is being prevailed in the last decades because of its stability and flexibility. But most of these generators permits to obtain only white noise with  $\gamma=0$ . So the development of digital generator of flicker noise is still an actual problem.

In present work we submit the digital generator of  $1/f^\gamma$  noise based on weight superposition of a few initial white noise sequences  $x_j[i]$ .

$$y[i] = \sum_{j=1}^n w_j x_j[i], \quad (1)$$

where  $w_j$  - weight coefficients,  $y[i]$  - required noise sequence. Initial signals can have an arbitrary amplitude distribution. This circumstance allows as use two-level digital devices for generating of initial random sequences with binary distribution.

PSD of pseudorandom binary sequence  $x_j[i]$  with mean time in each state  $\tau_j$  expressed as

$$S(f, \tau_j) = \frac{S_0 \tau_j}{1 + (\pi \cdot f \cdot \tau_j)^2} \quad (2)$$

Let us consider the weight superposition of PSDs, which correspond to processes with different times  $\tau_j$

$$S(f) = \sum_{j=1}^n g(\tau_j) \cdot S(f, \tau_j) \quad (3)$$

There are two ways to get the process with required PSD of  $1/f^\gamma$  type. First, we can use equiprobable distribution of times  $\tau_j$  in range  $(\tau_{min}, \tau_{max})$ . In order to obtain the  $1/f^\gamma$  spectrum dependence we have to use weight function  $g(\tau_j) = \frac{const}{\tau_j}$ . In this case the number of initial signals  $x_j[i]$  must be equal to  $m = (\tau_{min} - \tau_{max}) / \Delta\tau$ .

Second, we can use equiprobable weight function  $g(\tau_j) = const$ . Here, as one can find, the times  $\tau_j$  must obeyed to exponential distribution  $\bar{\tau}_j = b^j$ . The number of used signals  $x_j[i]$  will be decreased to  $n = \text{Log}_b(\tau_{max} / \tau_{min})$ . PSD in both cases has  $1/f^\gamma$  dependence in limited range from  $f_{min} = 1/\tau_{max}$  to  $f_{max} = 1/\tau_{min}$ .

The schematic diagram of digital flicker noise generator is shown on fig.1. This device includes the unit 1 where the binary counter forms the  $n$ -order control signal, the generator 4 of  $n$ -order pseudorandom initial sequence, block of D-triggers 8, summator 10 and LF filter 11. Pseudorandom sequences from generator 4 are entered on data inputs of triggers, whereas the synchronization inputs of ones are joined with appropriate outputs of binary counter. Thus on the outputs of triggers we have  $n$  pseudorandom binary signals with mean times  $\tau_j$  in each state which are determined by  $\bar{\tau}_j = 2^j$ . So the exponential distribution of times  $\tau_j$  is satisfied. Further all mediate signals are being unified in summator according to equation (1).