

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.3.5>

УДК: 621.396; 521.19

## АНАЛИЗ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ КОМПОНЕНТЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА В УСЛОВИЯХ ВОЗНИКНОВЕНИЯ СТОХАСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА

Ю.М. Вешкурцев <sup>1</sup>, Д.А. Титов <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Институт радиоэлектроники, сервиса и диагностики  
644077, г. Омск, проспект Мира, 57

<sup>2</sup> Омский государственный технический университет  
644050, г. Омск, проспект Мира, 11

Статья поступила в редакцию 25 января 2024 г.

**Аннотация.** Исследована периодическая компонента выходных сигналов цифрового фильтра на основе характеристической функции Ляпунова в условиях воздействия аддитивной смеси сигнала и шума. Показана возможность использования уровня периодической компоненты выходного сигнала для характеристики явления стохастического резонанса в цифровых устройствах. Выполнено сравнение уровней периодической компоненты выходных сигналов цифрового фильтра на основе характеристической функции Ляпунова и линейного цифрового фильтра при разных уровнях шума на входе. Показано изменение уровня периодической компоненты выходного сигнала в зависимости от интенсивности шума для данных цифровых фильтров. Приведены результаты использования периодической компоненты выходного сигнала цифрового фильтра на основе характеристической функции Ляпунова в решении задачи обнаружения сигнала на фоне шумов.

**Ключевые слова:** стохастический резонанс, характеристическая функция Ляпунова, цифровой фильтр, квазидетерминированный сигнал, помехоустойчивость цифрового фильтра.

**Автор для переписки:** Титов Дмитрий Анатольевич, [dtitov2@yandex.ru](mailto:dtitov2@yandex.ru)

## Введение

В работах [1, 2] исследованы цифровые фильтры (ЦФ), использующие в своем алгоритме функционирования характеристическую функцию (х.ф.) Ляпунова. В частности, в работе [1] показано, что для таких ЦФ имеются некоторые соотношения сигнал/шум на входе, при которых наблюдается возникновение эффекта стохастического резонанса [3, 4]. Стохастический резонанс в нелинейных системах характеризуется рядом показателей. Например, его возникновение соответствует увеличению соотношения сигнал/шум на выходе системы по сравнению с соотношением сигнал/шум на ее входе. В статье [2] для определения соотношения сигнал/шум на выходе системы находилась оценка спектральной плотности мощности выходного сигнала [5]. После этого определялась интенсивность спектральной составляющей на частоте входного регулярного воздействия (т.е. периодической компоненты входного воздействия) [3]. Уровень этой спектральной составляющей соотносился с уровнем спектральных составляющих, обусловленных шумом на входе устройства. При этом известно [5], что использование оценок спектральной плотности мощности, в частности, периодограмм [5, 6] имеет свои недостатки. При определенных условиях оценка спектральной плотности мощности не является состоятельной [5]. Кроме того, использование дискретного преобразования Фурье и его модификаций имеет ряд ограничений. Например, высокое разрешение в частотной области не всегда эффективно отображает информацию, содержащуюся в сигнале [7, С. 14] и т.п.

Таким образом, возникает задача поиска других характеристик сигналов, которые будут альтернативой спектральной плотности мощности при определении показателей стохастического резонанса. Эти характеристики не обязательно должны быть частотными, они могут самостоятельно использоваться для исследования явления стохастического резонанса, либо применяться как дополнение спектральной плотности мощности. Целью данной работы является исследование временных характеристик выходных сигналов

ЦФ на основе х.ф. Ляпунова для выявления в них периодической компоненты входного воздействия.

## 1. Описание нелинейной системы.

В работах [1, 2] была рассмотрена и исследована структурная схема устройства, показанная на рис. 1. Данное устройство реализует алгоритм цифровой фильтрации сигналов с использованием х.ф. Ляпунова. На данной структурной схеме АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ФП1, ФП2 – функциональные преобразователи; СНС – сумматор накапливающий со скользящим усреднением; Д – делитель на коэффициент  $R$ ; БУ – блок управления;  $z(t)$  – аддитивная смесь сигнала и шума;  $\hat{z}(k \cdot \Delta t)$  – оценка аддитивной смеси сигнала и шума. Блок Д выполняет деление на константу  $R$ , функциональный преобразователь ФП1 использует функцию синус, функциональный преобразователь ФП2 – функцию арксинус. При вычислении функции синуса аргумент представляется в радианах.

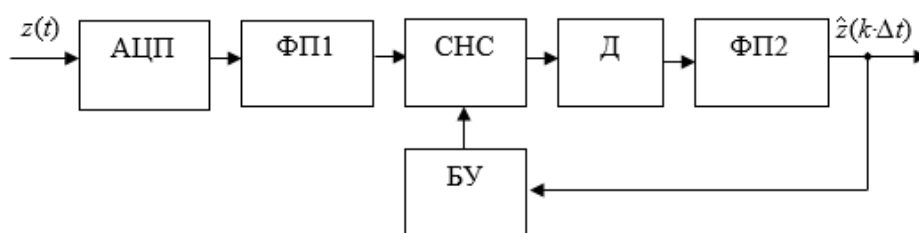


Рис. 1. Структурная схема с использованием х.ф. Ляпунова.

Пусть аддитивная смесь на входе фильтра представлена суммой

$$z(t) = u_1(t) + n(t), \quad (1)$$

$$u_1(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \eta), \quad (2)$$

которая содержит  $u_1(t)$  – центрированный квазидетерминированный сигнал (2) с законом распределения арксинус;  $n(t)$  – «белый» шум;  $t$  – время. В формуле (2)  $U_0$ ,  $\omega_0$  – амплитуда и круговая частота сигнала (постоянные величины);  $\eta$  – начальный угол сдвига фазы сигнала (случайная величина с равномерным законом распределения на интервале  $-\pi \dots +\pi$ );  $\sigma_{ш}^2$  – интенсивность (энергия)

шума. Сигнал  $u_1(t)$  можно назвать периодической компонентой входного воздействия или регулярным сигналом по определению работ [3, 4].

В работе [2] указано, что структурная схема ЦФ на рис. 1 использует скользящее усреднение отсчетов аддитивной смеси, при этом  $N$  – количество отсчетов, участвующих в усреднении. Таким образом, сигнал на выходе делителя  $D$  при  $R = N$  можно записать в виде [2]

$$\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sin[z((k-l) \cdot \Delta t) \cdot V], \quad (3)$$

где  $\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t)$  – оценка мнимой части х.ф.;  $V$  – параметр х.ф.;  $z(k \cdot \Delta t)$  –  $k$ -ое дискретное мгновенное значение аддитивной смеси сигнала и шума, взятое в момент времени  $t = t_0 + k \cdot \Delta t$  при  $t_0 = 0$ ;  $\Delta t$  – интервал дискретизации;  $l$  – целое число. Далее будем использовать дискретные значения смеси (1), определяемые выражениями

$$z(k \cdot \Delta t) = u_1(k \cdot \Delta t) + n(k \cdot \Delta t), \quad (1a)$$

$$u_1(k \cdot \Delta t) = U_0 \sin\left(2\pi \frac{f_0}{f_d} k + \eta\right), \quad (2a)$$

где  $f_0$  – частота сигнала;  $f_d = 1/\Delta t$  – частота дискретизации.

В соответствии с работами [1, 2] структурная схема устройства для исследования стохастического резонанса в ЦФ имеет вид, показанный на рис. 2. Она включает АЦП,  $\Phi$  – устройство, реализующее алгоритм цифровой фильтрации (3), ПУ – пороговое устройство. Устройство с подобной структурой также использовалось в работе [8] в качестве блока обнаружения сигнала на фоне шумов. Для повышения помехоустойчивости при цифровой фильтрации аддитивной смеси сигнала и шума в устройстве  $\Phi$  могут быть реализованы другие алгоритмы цифровой обработки.

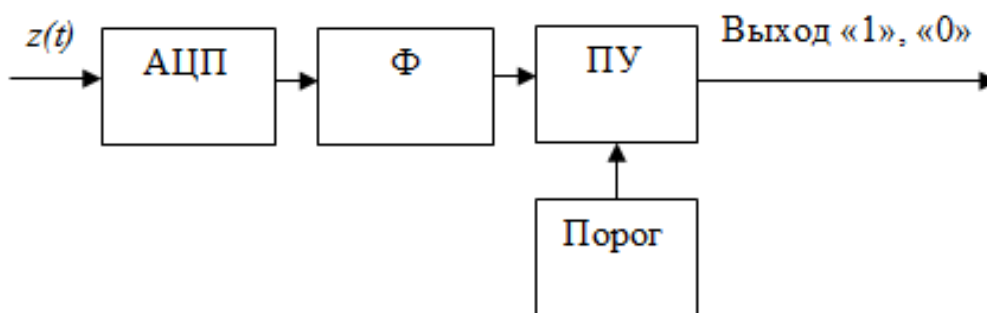


Рис. 2. Структурная схема устройства для исследования стохастического резонанса в цифровом фильтре.

Рассмотрим случай, когда устройство  $\Phi$  реализует алгоритм линейной цифровой фильтрации, т.е. сигнал на выходе устройства  $\Phi$  будет определяться выражением

$$\hat{u}(k \cdot \Delta t) = \sum_{l=0}^L b_l \cdot z((k-l) \cdot \Delta t), \quad (4)$$

где  $b_l$  – коэффициенты цифрового фильтра;  $L$  – порядок ЦФ. Вектор коэффициентов  $b_l$  полностью определяет амплитудно-частотную характеристику ЦФ. Синтезируем цифровой фильтр нижних частот (ФНЧ), имеющий фиксированный порядок. При этом для сопоставления результатов работы алгоритмов (3) и (4) потребуем, чтобы размеры «окон» фильтров (3) и (4) были одинаковыми. Т.к. в работах [1, 2] в алгоритме (3) использовалось «окно» из 5 отсчетов сигнала ( $N=5$ ) необходимо синтезировать ФНЧ 4-го порядка. Амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра, синтезированного средой SinInTech [9] в соответствии с изложенными требованиями, показана на рис. 3.

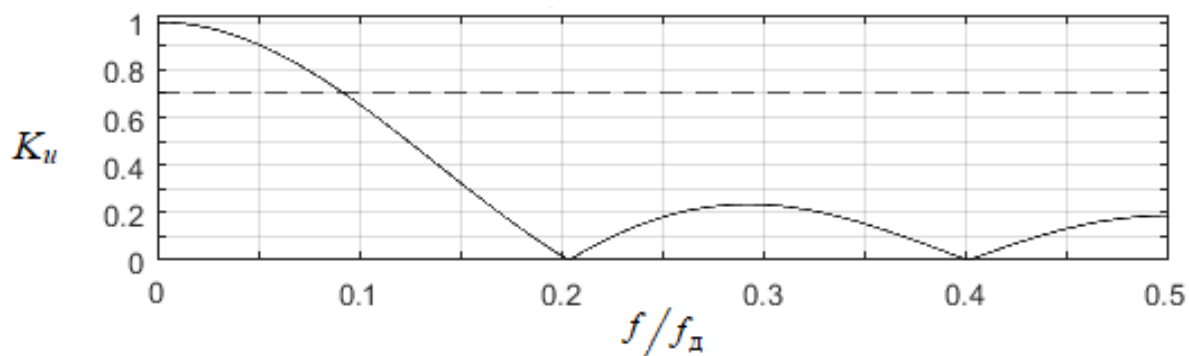


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика синтезированного ФНЧ.

В данном случае  $K_u$  – коэффициент усиления цифрового фильтра по напряжению;  $f$  – частота входного сигнала. Характеристики синтезированного цифрового фильтра представлены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики линейного цифрового фильтра.

Тип алгоритма	Нерекурсивный
Форма реализации	Прямая
Тип аппроксимации амплитудно-частотной характеристики	Окно Кайзера
Тип избирательности цифрового фильтра	ФНЧ
Порядок цифрового фильтра, $L$	4
Граничная частота полосы пропускания (на уровне -3дБ по напряжению), $f/f_d$	0,09
Коэффициенты цифрового фильтра $b_l$ для $l = 0, 1, 2, 3, 4$	$b_0 = 0,193858294565126$ ; $b_1 = 0,203056456086139$ ; $b_2 = 0,206170498697471$ ; $b_3 = 0,203056456086139$ ; $b_4 = 0,193858294565126$

В работе [3, С. 30] указано, что при исследовании явления стохастического резонанса входные и выходные сигналы системы могут быть ассоциированы с передаваемой информацией. Информация об амплитуде и фазе периодической компоненты входного сигнала может быть закодирована в переходах системы из одного состояния в другое [3, 4]. Для устройства со структурной схемой, показанной на рис. 2, состояниями будем считать появление на его выходе логической «1» либо логического «0». Пороговое устройство работает в соответствии с выражением

$$c(k \cdot \Delta t) = \begin{cases} 1, & y(k \cdot \Delta t) > \Pi \\ 0, & y(k \cdot \Delta t) \leq \Pi \end{cases}$$

где  $\Pi$  – значение порога;  $y(k \cdot \Delta t)$  – выходной сигнал устройства  $\Phi$ . Форма сигнала на выходе устройства  $\Phi$  в случае  $y(k \cdot \Delta t) = \hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t)$  при  $V = 1, N = 5$

и  $\Pi = 0,8$  в условиях воздействия дискретных значений смеси (1а) с параметрами  $U_0 = 0,6$ ,  $\sigma_{\text{ш}} = 0,574$  показана на рис. 4а. Сигнал на выходе порогового устройства показан на рис. 4б, периодическая компонента входного воздействия показана на рис. 4в. Напомним, кривые на рис. 4 повторяют картину из статьи [2] при работе устройства  $\Phi$  в условиях появления стохастического резонанса.

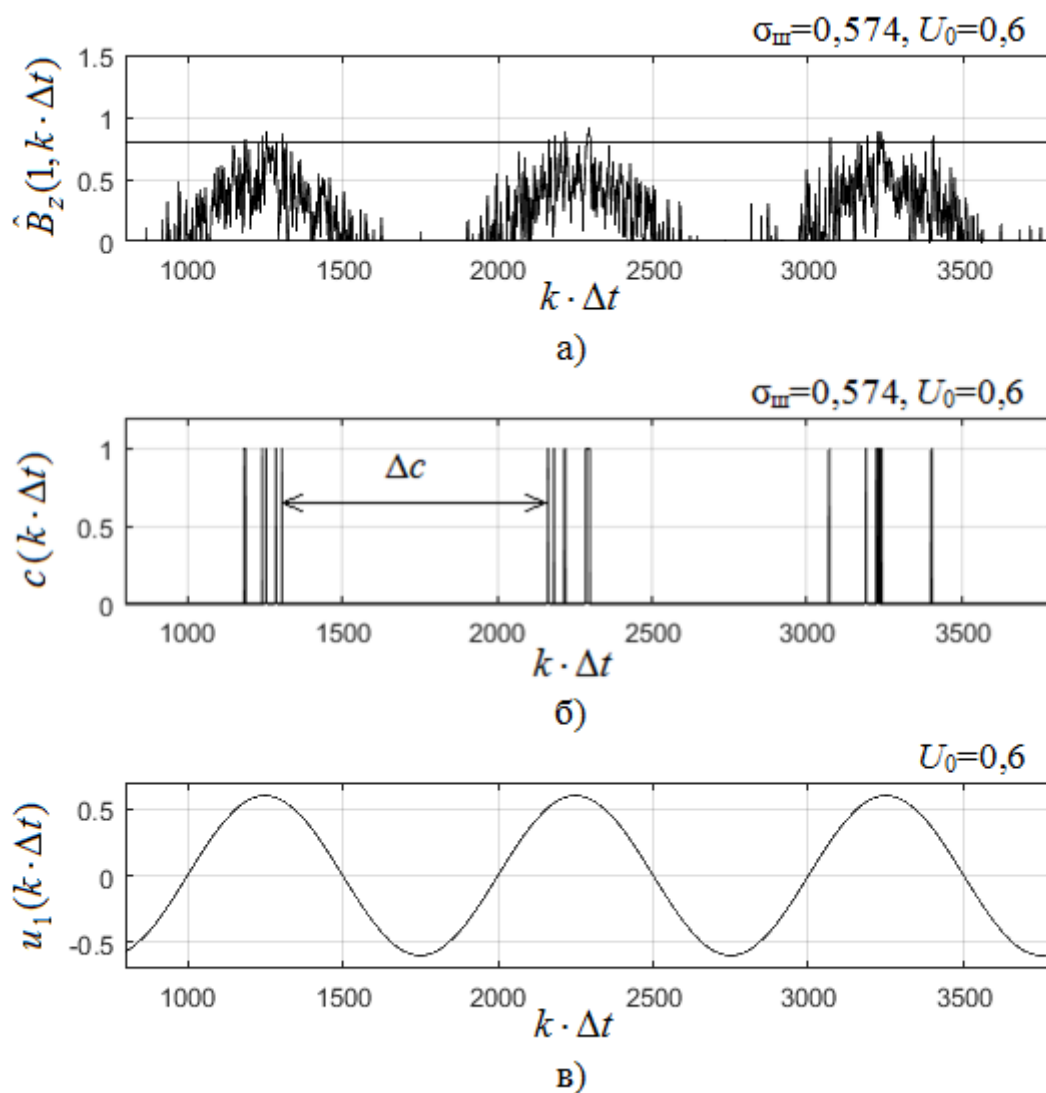


Рис. 4. Разные формы сигналов.

Проанализировав содержание рис. 4а – 4в, можно сделать вывод о том, что пересечения порога  $\Pi$  происходят регулярно, т.е. при поступлении на вход ЦФ положительной полуволны полезного сигнала. Если амплитуда сигнала остается неизменной, т.е.  $U_0 = 0,6$ , а интенсивность шума возрастает, то

пересечения остаются регулярными пока  $\sigma_{ш}$  не достигнет некоторого критического значения [1, 2].

Регулярность пересечения порога  $\Pi$  выходным сигналом ЦФ можно определить проанализировав временные интервалы между пересечениями порога  $\Pi$  выходным сигналом устройства  $\Phi$ . Пример определения значения временного интервала  $\Delta c$  между моментами срабатывания порогового устройства показан на рис. 4б. В ходе обработки отсчетов входного сигнала можно получить последовательность таких временных интервалов  $\Delta c_r$  (рис. 5), где  $r$  – порядковый номер интервала,  $r = 1, 2, 3 \dots M$  ( $M$  – количество зафиксированных временных интервалов  $\Delta c_r$ ). Так как входной сигнал является дискретным, интервалы  $\Delta c_r$  кратны периоду дискретизации сигнала  $\Delta t$ , поэтому далее будем определять их значение в количествах периодов дискретизации  $\Delta t$ .

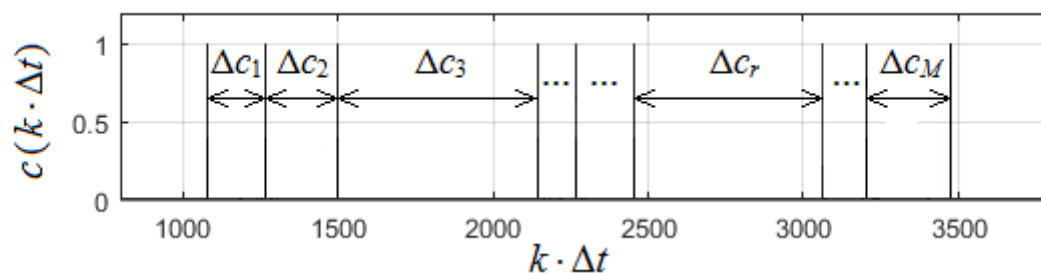


Рис. 5. Форма сигналов на выходе порогового устройства с обозначением интервалов  $\Delta c_r$ .

Пороговое устройство фиксирует все пересечения порога  $\Pi$  выходным сигналом устройства  $\Phi$ , поэтому временные интервалы  $\Delta c_r$ , могут иметь как большие, так и малые значения. При появлении на входе положительной полуволны пересечения происходят чаще, а при появлении отрицательной полуволны – реже (рис. 4). Признаком того, что пересечения порога происходят регулярно и синхронно с положительными полуволнами квазидетерминированного сигнала может являться появление большого количества значений  $\Delta c_r$  близких к периоду полезного сигнала.

Таким образом, задачей данной статьи является анализ и сравнение последовательностей интервалов  $\Delta c_r$  в выходных сигналах порогового устройства (рис. 2) в двух следующих случаях:



- при реализации устройством Ф алгоритма (3), т.е. если  $y(k \cdot \Delta t) = \hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t)$ ;
- при реализации устройством Ф алгоритма (4), т.е. если  $y(k \cdot \Delta t) = \hat{u}(k \cdot \Delta t)$ .

## 2. Моделирование и экспериментальные исследования.

На основе структурной схемы, показанной на рис. 2, в пакете Matlab была разработана имитационная модель. Для сопоставления результатов в устройстве Ф сначала был реализован алгоритм (3), а затем алгоритм (4). Для экспериментального определения явления стохастического резонанса на вход имитационной модели подавались сигналы (1а) при  $U_0 = 0,6$ ,  $f_0/f_d = 0,001$  с различной интенсивностью шума. В случае реализации устройством Ф алгоритма (3) устанавливались значения  $V = 1$ ,  $N = 5$ , в случае реализации алгоритма (4) использовались параметры ЦФ, приведенные в таблице 1. Значение  $\Pi$  устанавливалось равным 0,8.

Последовательности временных интервалов  $\Delta c_r$ , для различных уровней шума  $\sigma_{ш}$  на входе имитационной модели при реализации устройством Ф алгоритма (3) показаны на рис. 6 – 7.

Анализ последовательностей временных интервалов  $\Delta c_r$  на рис. 6 – 7 показывает, что большое их количество имеет значение, близкое к  $1000 \cdot \Delta t$ , т. е. приблизительно равное периоду квазидетерминированного сигнала с соотношением  $f_0/f_d = 0,001$ . Такая картина наблюдается при изменении значения  $\sigma_{ш}$  от 0,574 до 1,225 (рис. 6а – г, рис. 7а – б).

При дальнейшем увеличении  $\sigma_{ш}$  пересечения порога  $\Pi$  начинают происходить хаотично и, например, на рисунке 7в видны как небольшие значения  $\Delta c_r \ll 1000 \cdot \Delta t$ , так и большие  $\Delta c_r \gg 1000 \cdot \Delta t$ ). На рис. 7в последовательность интервалов перестает иметь выраженную структуру и, по сути, сама превращается в шумовую последовательность. В соответствии с работой [3, С.9] при высоком уровне шума за время одного периода регулярного сигнала система с высокой степенью вероятности совершит многократные переключения.

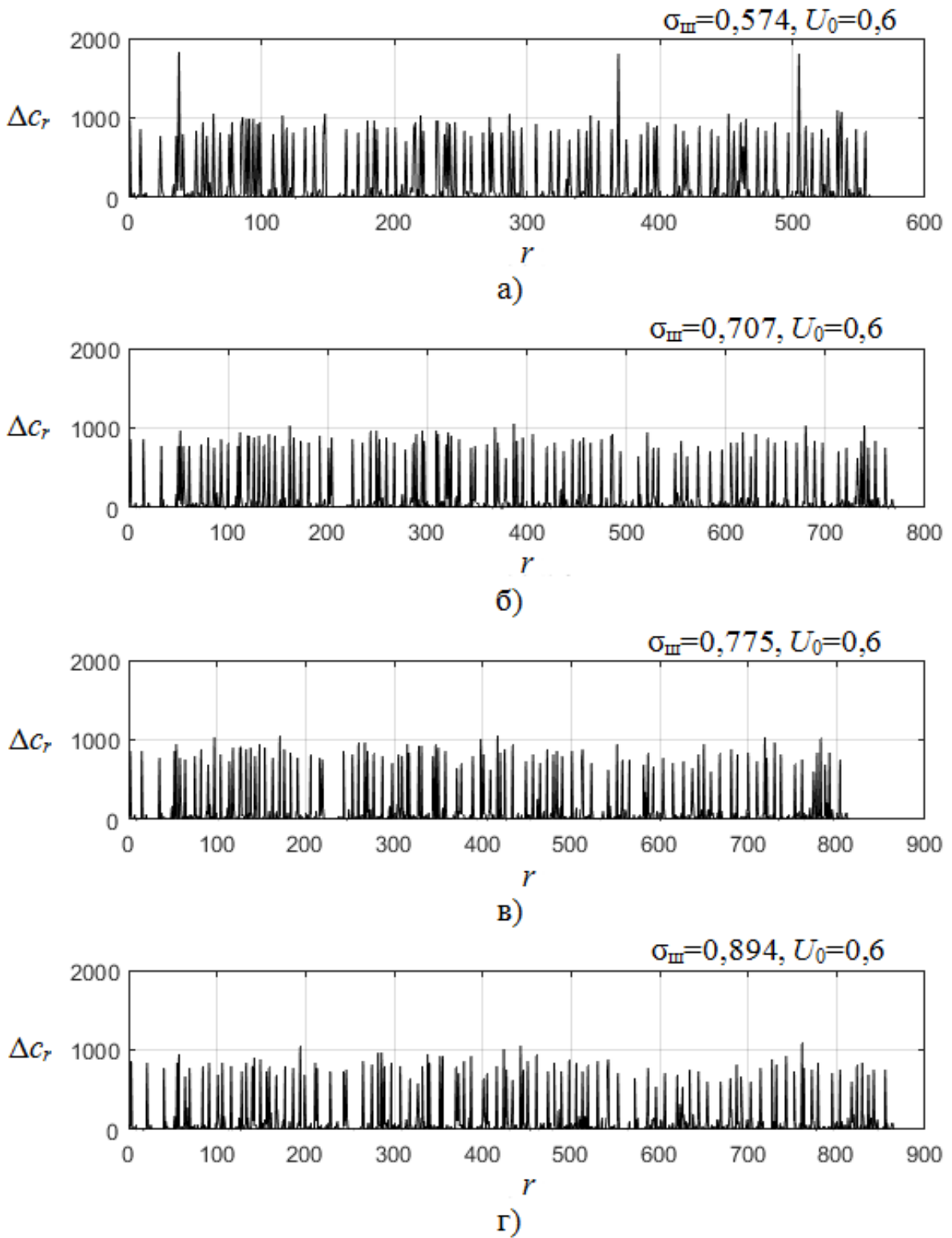


Рис. 6. Интервалы  $\Delta c_r$  при реализации устройством Ф алгоритма (3).

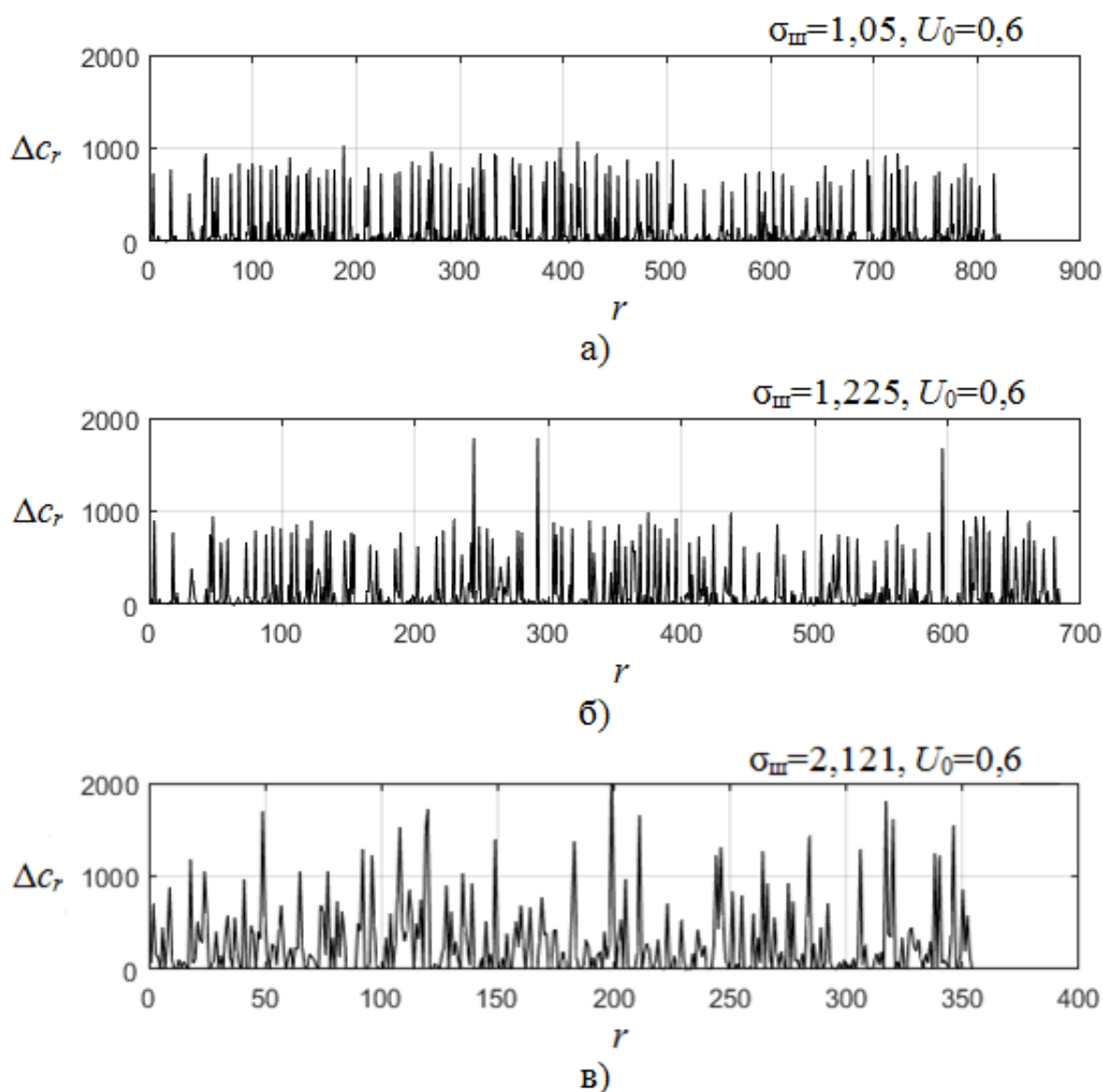


Рис. 7. Интервалы  $\Delta c_r$  при реализации устройством Ф алгоритма (3).

В результате с ростом интенсивности шума вес периодической компоненты во входной последовательности убывает, однако в выходной последовательности уровень периодической компоненты остается неизменным, пока интенсивность шума не достигнет некоторого критического значения.

Последовательности временных интервалов  $\Delta c_r$ , для различных уровней шума  $\sigma_{\text{ш}}$  на входе имитационной модели при реализации устройством Ф алгоритма (4) показаны на рис. 8. В соответствии с рис. 8 максимальное значение интервала  $\Delta c_r$  наблюдается при минимальной интенсивности шума  $\sigma_{\text{ш}} = 0,57$  (рис. 8а) и не превышает  $878 \cdot \Delta t$ . С увеличением интенсивности шума значения интервалов  $\Delta c_r$  уменьшаются и при  $\sigma_{\text{ш}} = 2,121$  (рис. 8г) они не

превышают  $213 \cdot \Delta t$ . Таким образом, рис. 8 показывает, что при реализации алгоритма (4) с увеличением интенсивности шума уровень периодической компоненты в выходной последовательности уменьшается, т.к. нет истока энергии шума в регулярный сигнал или, по-другому, можно сказать, что явление стохастического резонанса отсутствует.

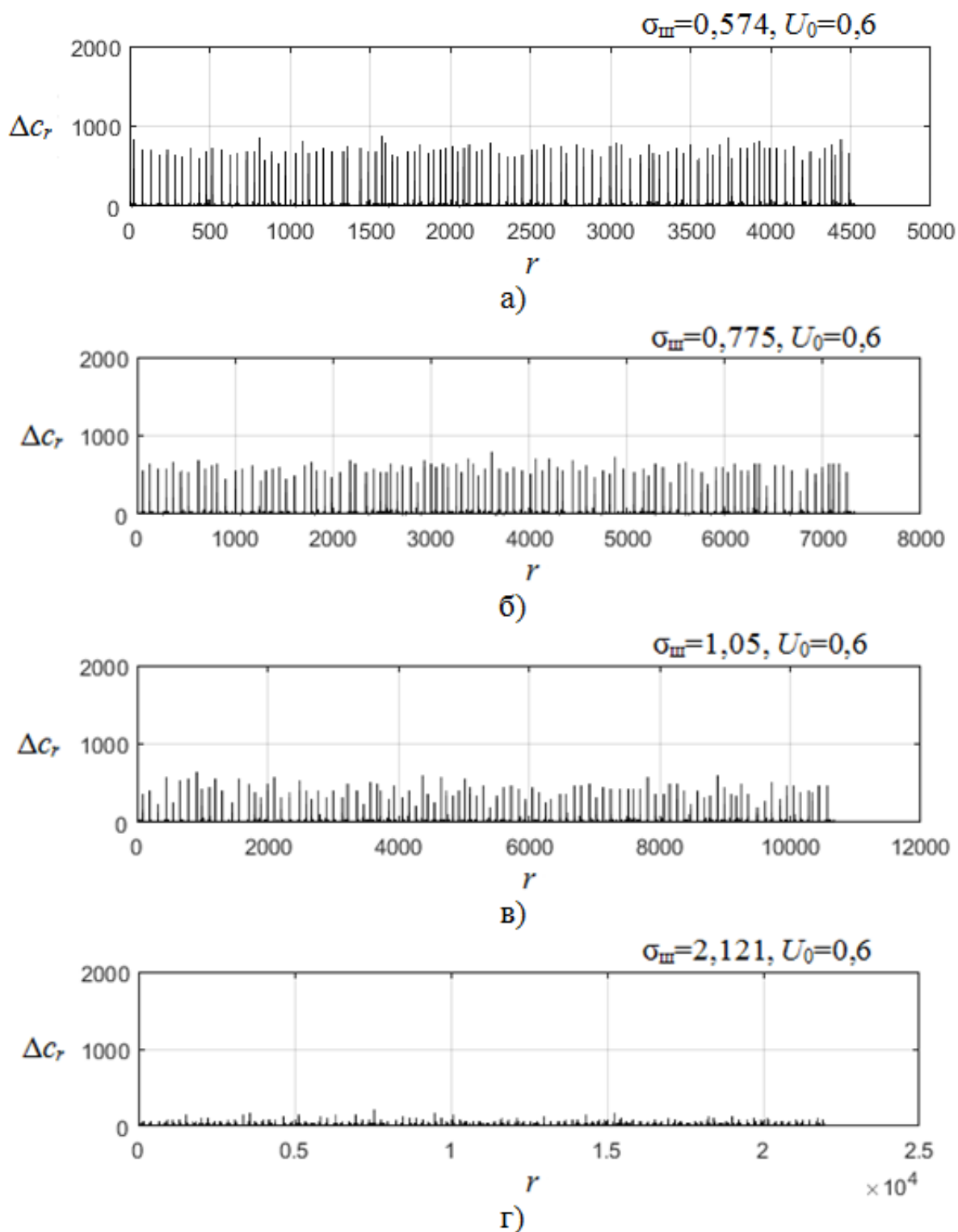


Рис. 8. Интервалы  $\Delta c_r$  при реализации устройством Ф алгоритма (4).

На рис. 9 – 10 показаны гистограммы временных интервалов  $\Delta c$ .

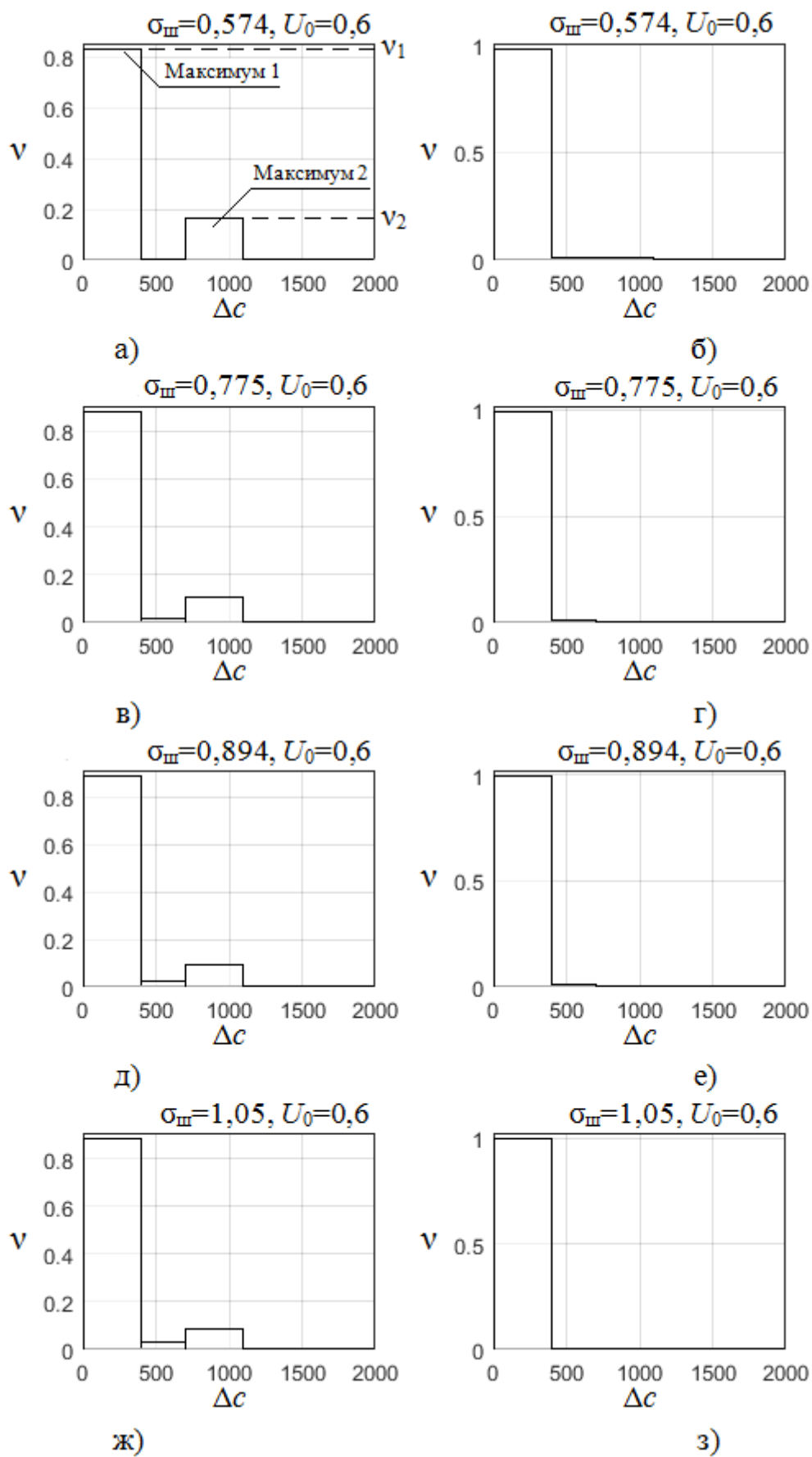
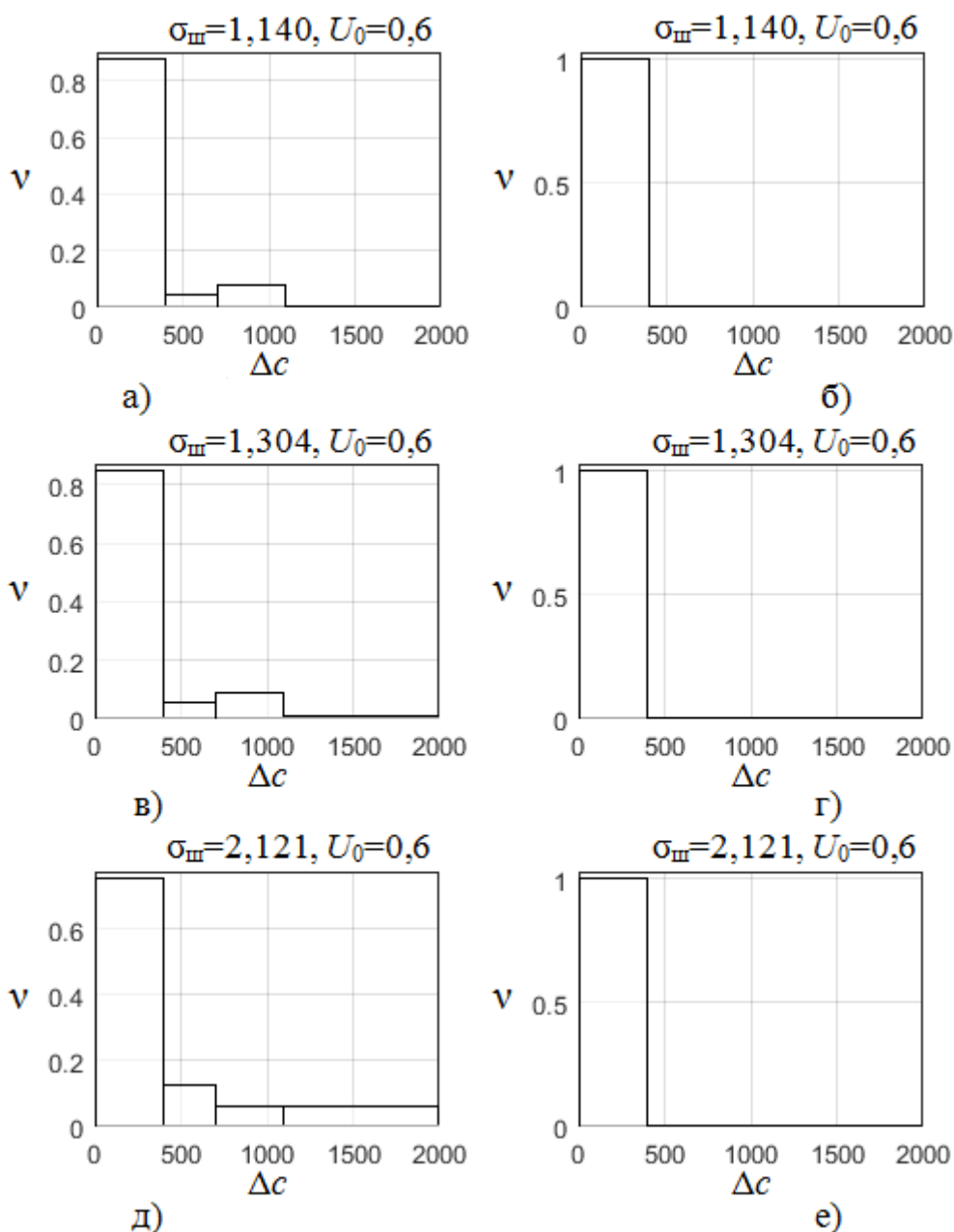


Рис. 9. Гистограммы временных интервалов  $\Delta c$ .

Рис. 10. Гистограммы временных интервалов  $\Delta c$ .

При построении гистограмм диапазон значений  $\Delta c$  разбивался на 4 неравных отрезка или «коридора». Первый коридор:  $0 \cdot \Delta t \leq \Delta c \leq 400 \cdot \Delta t$ ; второй коридор:  $400 \cdot \Delta t < \Delta c \leq 700 \cdot \Delta t$ ; третий коридор:  $700 \cdot \Delta t < \Delta c \leq 1100 \cdot \Delta t$ ; четвертый коридор:  $\Delta c > 1100 \cdot \Delta t$ . Рис. 9 (а), (в), (д), (ж) и 10 (а), (в), (д) соответствуют случаю, когда в устройстве  $\Phi$  реализуется алгоритм (3), а рис. 9 (б), (г), (е), (з) и 10 (б), (г), (е) случаю использования устройством  $\Phi$  алгоритма (4).

Гистограммы, соответствующие использованию алгоритма (3), при изменении значения  $\sigma_{ш}$  от 0,574 до 1,304 имеют две моды, в то время как

аналогичные гистограммы, построенные по результатам реализации устройством Ф алгоритма (4), для этих же значений  $\sigma_{ш}$  имеют только одну моду.

Рассмотрим гистограмму, соответствующую реализации алгоритма (3) при  $\sigma_{ш} = 0,574$  (рис. 9а). Данная гистограмма имеет два максимума. Максимум 1 соответствует значениям  $0 \cdot \Delta t \leq \Delta c \leq 400 \cdot \Delta t$ . Максимум 2 (меньшего уровня) расположен в диапазоне  $700 \cdot \Delta t < \Delta c \leq 1100 \cdot \Delta t$ . Данный максимум гистограммы соответствует периодической компоненте аддитивной смеси или, что то же самое, регулярному воздействию. На рис. 9а  $v_1$  и  $v_2$  – уровни максимумов 1 и 2 соответственно. Соотношение между уровнями максимумов равно  $0,828/0,163 = 5,080$ . При этом на гистограммах, соответствующих использованию алгоритма (3), два максимума сохраняются и при большем уровне шума. Максимум 2 можно отчетливо видеть при изменении значения  $\sigma_{ш}$  от 0,574 до 1,304 (рис. 9 (а), (в), (д), (ж) и 10 (а), (в)). Далее при увеличении интенсивности шума уровень максимума 2 уменьшается и при  $\sigma_{ш} = 2,121$  гистограмма уже имеет одну моду (рис. 10 (д)). В зависимости от интенсивности шума соотношение между максимумами 1 и 2 изменяется. Зависимости соотношений максимумов от интенсивности шума показаны в таблице 2. Данные таблицы получены для  $U_0 = 0,6$ ;  $(\sigma_c^2)_{вх} = 0,180$ ;  $f_0/f_d = 0,00$ ;  $\sigma_c$  – среднеквадратическое отклонение квазидетерминированного сигнала.

Таблица 2. Значения  $v_1/v_2$  при различной интенсивности шума на входе.

$\sigma_{ш}$	$(\sigma_{ш}^2)_{вх} = \sigma_{ш}^2$	$h_{вх}^2 = (\sigma_c^2)_{вх}/\sigma_{ш}^2$	$v_1$	$v_2$	$v_1/v_2$	$v_1$	$v_2$	$v_1/v_2$
			при реализации алгоритма (3)			при реализации алгоритма (4)		
0,574	0,33	0,545	0,828	0,163	5,088	0,978	0,011	92,354
0,775	0,60	0,300	0,879	0,107	8,230	0,987	0,0005	1806,000
0,894	0,80	0,225	0,886	0,091	9,709	0,991	0,0001	8758,000
1,050	1,10	0,164	0,881	0,085	10,343	0,995	0	–
1,140	1,30	0,138	0,874	0,077	11,288	0,998	0	–
1,225	1,50	0,120	0,863	0,082	10,536	0,999	0	–
1,304	1,70	0,106	0,847	0,088	9,604	1,000	0	–

На гистограммах также можно видеть, что при изменении значения  $\sigma_{ш}$  на входе устройства (4) от 0,57 до 2,123 (рис. 9 (б), (г), (е), (з) и 10 (б), (г), (е)) на

участках  $700 \cdot \Delta t < \Delta c \leq 1100 \cdot \Delta t$  максимум 2 отсутствует (либо его уровень очень мал по сравнению с уровнем максимума 1). Графики зависимостей  $v_1/v_2$  от энергии шума на входе показаны на рис. 11. График на рис. 11а соответствует реализации алгоритма (3), график на рис. 11б – реализации алгоритма (4).

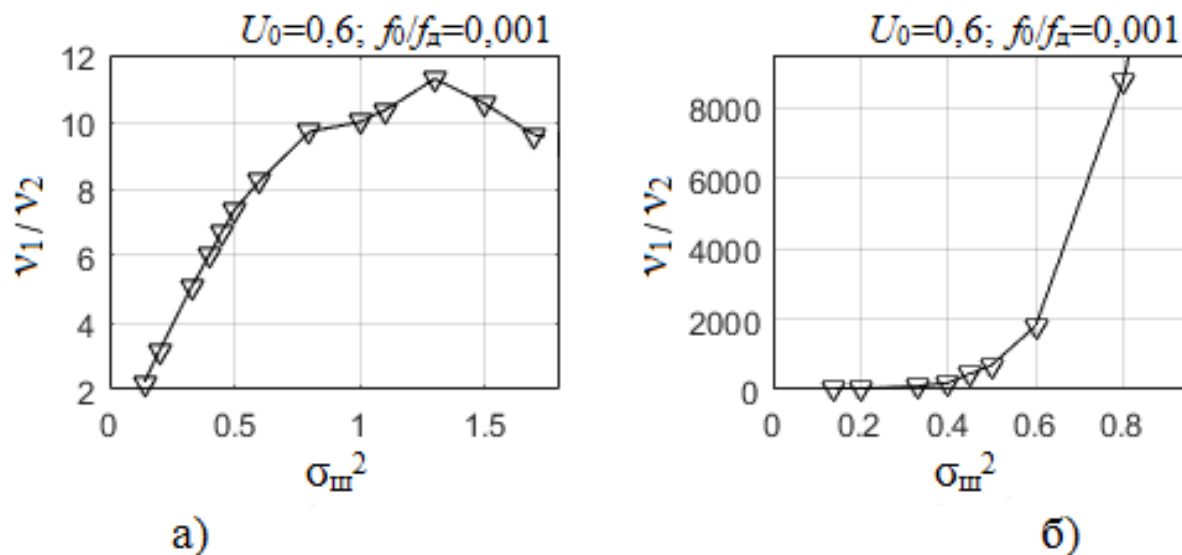


Рис. 11. Зависимости соотношения  $v_1/v_2$  от энергии шума на входе.

На рис. 11а видна кривая, подобная тем резонансным кривым, которые были приведены в работе [3]. С увеличением  $\sigma_{ш}^2$  от 0,14 до 0,80 уровень максимума  $v_2$  уменьшается, при этом значение  $v_1$  растет. В соответствии с этим на графике рис. 11а можно наблюдать резкое возрастание соотношения  $v_1/v_2$  от 2,222 до 9,709. Далее с увеличением  $\sigma_{ш}^2$  рост соотношения  $v_1/v_2$  замедляется и при  $1,30 < \sigma_{ш}^2 < 1,70$  график идет на спад. Таким образом, резонансная кривая на графике в диапазоне  $0,14 < \sigma_{ш}^2 < 1,70$  показывает преобладание периодических составляющих  $700 \cdot \Delta t < \Delta c \leq 1100 \cdot \Delta t$ , т.е. интервалов, соответствующих периоду регулярного входного воздействия. Вследствие сильного воздействия шума при  $\sigma_{ш}^2 > 1,30$  вклад регулярной составляющей в выходном сигнале уменьшается, но увеличивается вклад других коридоров гистограммы, например,  $400 \cdot \Delta t < \Delta c \leq 700 \cdot \Delta t$  и  $\Delta c > 1100 \cdot \Delta t$ . Вместе с ростом вклада побочных составляющих уменьшается уровень  $v_1$ , соответственно соотношение  $v_1/v_2$  также уменьшается.



В то же время рис. 11б демонстрирует монотонное увеличение соотношения  $v_1/v_2$  с ростом интенсивности шума, что подтверждает сделанный выше вывод об отсутствии стохастического резонанса в линейном ЦФ.

Значение максимума  $v_2$  или соотношения максимумов  $v_1/v_2$  при реализации в схеме рис. 2 устройства  $\Phi$  с алгоритмом (3) могут быть использованы при обнаружении периодического сигнала на фоне шумов.

## Заключение

В результате проведенных исследований были проанализированы временные интервалы между пересечениями порога  $\Pi$  выходным сигналом устройства  $\Phi$ . При этом устройство  $\Phi$  реализовывало алгоритмы (3) и (4). В ходе проведенного анализа получены следующие результаты:

1) Временные характеристики выходных сигналов устройства на рис. 2 при реализации алгоритма (3) показывают наличие стохастического резонанса. При необходимости рассмотренные характеристики могут быть использованы для определения показателей стохастического резонанса вместо спектральных характеристик.

2) В случае использования алгоритма (3) при определенной интенсивности шума большое количество зафиксированных интервалов  $\Delta t$  имеет значение близкое к  $1000 \cdot \Delta t$ , т. е. приблизительно равное периоду квазидетерминированного сигнала с соотношением  $f_0/f_d = 0,001$ .

3) При реализации алгоритма (3) гистограммы временных интервалов  $\Delta t$  имеют выраженный максимум, соответствующий периоду регулярного входного воздействия.

4) Для алгоритмов (3) и (4) соотношения между уровнями максимумов  $v_1$  и  $v_2$  значительно отличаются. При использовании алгоритма (3) соотношение  $v_1/v_2$  изменяется от 5,088 до 11,288, в то время как в случае использования алгоритма (4) данное соотношение принимает значения от 92,354 и более в зависимости от интенсивности шума.

5) Значения  $v_2$  или соотношения  $v_1/v_2$  при реализации алгоритма (3) можно использовать для принятия решения о наличии или отсутствии периодического сигнала в аддитивной смеси.

### Литература

1. Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С. Стохастический резонанс в цифровом фильтре на основе характеристической функции Ляпунова // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.6.7>
2. Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С. Спектральные характеристики выходных сигналов цифрового фильтра в условиях возникновения стохастического резонанса // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 2. С. 28–37.
3. Анищенко В.С., Нейман А.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л. Стохастический резонанс как индуцированный шумом эффект увеличения степени порядка // Успехи физических наук. 1999. Т. 169, № 1. С. 7–38.
4. Климонтович Ю.Л. Что такое стохастическая фильтрация и стохастический резонанс? // Успехи физических наук. 1999. Т. 169, № 1. С. 39-47.
5. Шахтарин Б.И., Бурляев Д.В. Сравнение методов оценки энергетического спектра // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2010. № 158. С. 37-43.
6. Matlab. Functions. Periodogram power spectral density estimate. The MathWorks. URL: [https://ch.mathworks.com/help/signal/ref/periodogram.html?s\\_tid=doc\\_ta](https://ch.mathworks.com/help/signal/ref/periodogram.html?s_tid=doc_ta) (date accessed: 19.01.2024).
7. Вашкевич М.И., Азаров И.С. Сравнение частотно-временных преобразований: Фурье-анализ, вейвлеты и банки фильтров на основе фазового преобразования // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 13-26.

8. Вешкурцев, Ю. М., Вешкурцев Н. Д., Титов Д. А. Обнаружение сигнала на фоне шумов с использованием характеристической функции // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2018. № 4. С. 40–46.
9. Среда динамического моделирования технических систем SimInTech. Справочная система SimInTech. URL: [https://help.simintech.ru/#o\\_simintech/browsers.html](https://help.simintech.ru/#o_simintech/browsers.html) (дата обращения: 19.01.2024).

**Для цитирования:**

Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А. Анализ периодической компоненты выходного сигнала цифрового фильтра в условиях возникновения стохастического резонанса. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.3.5>