

ТЕОРИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

УДК 621.391,621.373.54

СТОХАСТИЧЕСКАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ И ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ
В ОСЦИЛЛЯТОРЕ С ПЛЕНОЧНЫМ VO₂-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕМ

© 2019 г. П. П. Борисков¹, *, М. А. Беляев¹, А. А. Величко¹

¹Петрозаводский государственный университет,
Российская Федерация, 185910 Петрозаводск, просп. Ленина, 33

*E-mail: boriskov@psu.karelia.ru

Поступила в редакцию 22.10.2017 г.

После доработки 22.03.2018 г.

Принята к публикации 05.07.2018 г.

Представлены результаты эксперимента по аддитивному воздействию гармонического сигнала и шума на RC-осциллятор с пленочным элементом на основе двуокиси ванадия. В автоколебательном режиме продемонстрирован эффект стохастической синхронизации с наличием резонанса отношения сигнал/шум, который оценивается на основе разработанной оригинальной методики. Показано, что данная методика может применяться для исследования спектральных характеристик колебательных схем со стохастической динамикой.

DOI: 10.1134/S0033849419070040

ВВЕДЕНИЕ

В последние десятилетия в области хаотической и нелинейной динамики особое внимание исследователей привлекают явления, когда воздействие шума на систему индуцирует новые более упорядоченные режимы с увеличением степени когерентности, а также вызывает рост отношения сигнал/шум (ОСШ). Исследования подобных эффектов, например, стохастического [1, 2] и когерентного резонансов [3], стохастической синхронизации [4, 5], подавление хаотической динамики случайным воздействием [6, 7] и т.п., особенно актуальны в связи с бурным развитием когнитивных технологий и сопровождающих их теоретических и экспериментальных задач. Одним из основных направлений стала разработка и изучение новых схем, обладающих этими эффектами, для использования их в осцилляторных нейронных сетях [8, 9].

Электрические схемы с пленочными элементами на основе двуокиси ванадия VO₂, где инициируется эффект переключения проводимости с фазовым переходом металл-полупроводник (ФПМП) [10–12], интересны в качестве модельных объектов нелинейной и хаотической динамики в условиях ФПМП [13–15], а также элементов-прототипов ансамблей нейроосцилляторов [16–18]. Для создания VO₂-переключателей не требуется высокого скачка проводимости при переключении, а сам эффект обладает высоким быстродействием (~10 нс) [12]. Переключательные элементы можно создавать в планарных (в виде пленочных мостиков) и многослойных конфигурациях с высокой степе-

нью наномасштабируемости методами стандартной литографии. В зависимости от положения нагрузочной прямой RC-схема с VO₂-переключателем может работать как автогенератор, либо иметь одно или два устойчивых состояния с возможностью инициации вынужденных колебаний входным сигналом.

Известно, что эффект стохастического резонанса реализуется в бистабильных системах, его можно представить и как фундаментальный пороговый эффект [1, 2]. В работах [19, 20] в схемах на основе VO₂-переключателей в режиме вынужденных колебаний наблюдалась немонотонная зависимость ОСШ на выходе от уровня шума при воздействии последовательности прямоугольных импульсов, которая трактовалась авторами как проявление эффекта стохастического резонанса. Однако мы считаем, что наблюдение порогового стохастического резонанса в схеме с таким переключателем затруднено несколькими факторами. Во-первых, это наличие значительного уровня собственного внутреннего шума вблизи порога переключения [13, 14], который накладывается на внешний сигнал. Во-вторых, существенным недостатком переключателя является сильный разогрев VO₂-канала в моменты его включения в металлическое состояние [11, 15], что постепенно, с увеличением количества осцилляций, приводит к снижению порогового напряжения переключения и вероятности перехода схемы из режима вынужденных колебаний в автоколебательный режим.

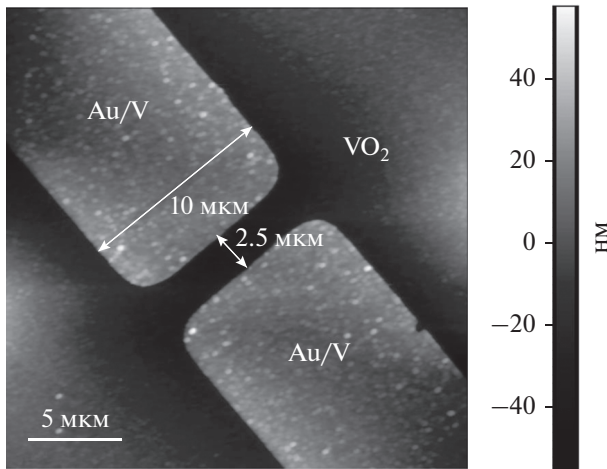


Рис. 1. Изображение пленочного планарного VO₂-переключателя, полученное с помощью атомно-силового микроскопа.

В данной работе впервые исследовано аддитивное воздействие гармонического сигнала и шума на VO₂-осциллятор в автоколебательном режиме, где термический эффект снижения порогового напряжения не существен. В области обнаруженной стохастической синхронизации рассчитана зависимость ОСШ от уровня шума на основе разработанной спектральной методики.

1. МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТА И ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ VO₂-ОСЦИЛЛЯТОРА

Пленочный планарный переключатель на основе диоксида ванадия (рис. 1) синтезировали по методике, детально представленной нами ранее [11, 17]. Эффект электрического переключения возникает в момент, когда температура VO₂-канала достигает значения температуры ФПМП $T_i \sim 340$ К за счет джоулева разогрева проходящим током [11].

ФПМП обуславливает наличие на динамической вольт-амперной характеристике (ВАХ) (рис. 2) высокоомной (ВО) и низкоомной (НО) ветвей с пороговыми напряжениями и токами включения ($U_{\text{вкл}}$, $I_{\text{вкл}}$) и выключения ($U_{\text{выкл}}$, $I_{\text{выкл}}$). Обе ветви ВАХ достаточно точно аппроксимируются прямыми с динамическими сопротивлениями $R_{\text{ВО}}$ и $R_{\text{НО}}$:

$$I = S(U) \approx \begin{cases} U/R_{\text{ВО}}, & \text{состояние} = \text{ВО} \\ (U - U_{\text{ост}})/R_{\text{НО}}, & \text{состояние} = \text{НО} \end{cases}, (1)$$

где $U_{\text{ост}}$ – остаточное напряжение низкоомного (НО) участка. Переключение в (1) между ВО- и

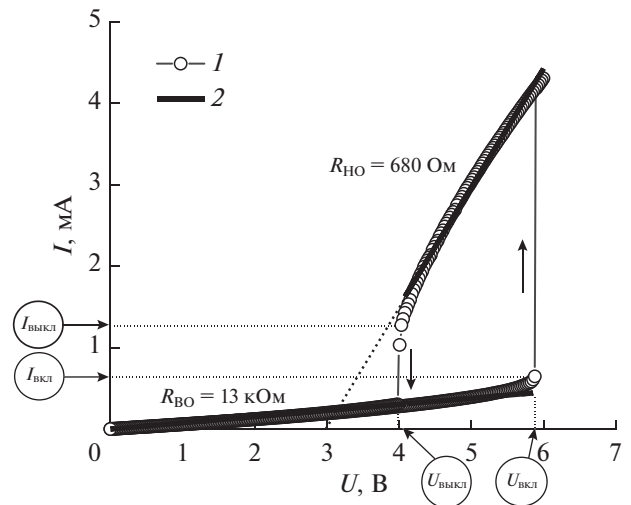


Рис. 2. Экспериментальная (1) и модельная (2) ВАХ VO₂-переключателя. Параметры ВАХ: $U_{\text{вкл}} \sim 5.8$ В, $U_{\text{выкл}} \sim 4$ В, $I_{\text{вкл}} \sim 0.65$ мА, $I_{\text{выкл}} \sim 1.28$ мА, $R_{\text{ВО}} \sim 13$ кОм, $R_{\text{НО}} \sim 680$ Ом, $U_{\text{ост}} \sim 3$ В.

НО-состояниями реализуется в соответствии со следующими условиями:

$$\text{состояние} = \begin{cases} \text{ВО}, & \text{если (состояние} = \text{НО)} \\ & \text{и } (U < U_{\text{выкл}}) \\ \text{НО}, & \text{если (состояние} = \text{ВО)} \\ & \text{и } (U > U_{\text{вкл}}) \end{cases}. (2)$$

Существуют несколько вариантов как самого RC-генератора на подобном переключателе, так и точек подключений входных сигналов и регистрации выходного напряжения. По ряду причин предпочтительной оказалась схема осциллятора с источником тока, которая изображена на рис. 3. Включение переключателя с такой ВАХ в RC-цепь при условии, когда ток питания $I_{\text{пит}}$ находится в интервале $I_{\text{вкл}} < I_{\text{пит}} < I_{\text{выкл}}$, реализует в схеме автоколебания релаксационного типа, которые аналогичны колебаниям классического релаксационного генератора на неоновой лампе с динамикой, подробно описанной в [21].

В работах [4, 5] входные (токовые) сигналы подавались на переключатель параллельно току питания $I_{\text{пит}}$, также отсутствовал ограничительный токовый резистор $R_{\text{огр}}$. Как показали наши предварительные эксперименты, в этом случае входной переменный ток частично шунтируется емкостью и требует достаточно больших амплитуд для эффективного воздействия на динамику осциллятора. Кроме того, в отсутствие резистора $R_{\text{огр}}$ возникающие осцилляции тока в переключателе существенно трансформируют ее ВАХ с постепенным уменьшением скачка сопротивления и по-

рогового напряжения включения $U_{вкл}$ до полного исчезновения переключений. Такую модификацию мы объясняем резким нарастанием тока переключателя в момент включения (ВО → НО) и нагревом VO₂-канала до температуры его рекристаллизации [11]. В нашей схеме (см. рис. 3) точка подключения входного сигнала расположена между токовым резистором и переключателем, что исключает емкостное шунтирование входного сигнала, а наличие $R_{огр}$ положительно сказывается на стабильности пороговых параметров ВАХ переключателя и осцилляций.

В качестве источника тока питания в схеме рис. 3 был использован источник-измеритель Keythley 2636А, а источниками гармонического и шумового сигналов были генераторы ГЗ-112 и Keythley 3390, соответственно. Входные сигналы подавались на переключатель через сопротивления $R_{вх} = 3$ кОм с токовым резистором $R_{огр} = 1$ кОм, а емкость в схеме осциллятора $C = 100$ нФ.

Регистрация выходных сигналов проводилась с помощью четырехканального осциллографа Рicoscore 5442В, максимальная частота дискретизации которого составляет 125 миллионов отчетов в секунду в 14-битном режиме. С учетом ширины спектра шума $\Delta f_{эксп} \sim 15$ МГц, генерируемого Keythley 3390, а также ресурсов времени регистрации сигнала и вычисления SNR, приемлемым является шаг дискретизации $\Delta t = 10^{-6}$ с.

Математическая модель схемы в виде системы уравнений на основе законов Кирхгофа имеет следующий вид:

$$\begin{cases} C \frac{dU_C}{dt} = I_{пит} - I(t) \\ I(t) = S(U_C(t) - U_o(t)) = \\ = \frac{U_o(t)}{R'_{огр}} - \frac{1}{R_C} (\xi(t) + U_m \cos(2\pi f_o t)) \end{cases}, \quad (3)$$

где $U_C(t)$ – напряжение на конденсаторе, $U_o(t)$ – напряжение в точке подключения белого шума $\xi(t)$ и гармонического сигнала $U_r(t)$ с амплитудой U_m и частотой f_o , $R'_{огр} = R_C R_{огр} / (2R_{огр} + R_C)$ – приведенное токовое сопротивление, а ток через переключатель $I(t)$ определяется его линеаризованной ВАХ (1) и условиями (2). Уравнение (3) можно решить численно с равномерным шагом (Δt) неявным методом Эйлера с белым шумом, генерируемым по алгоритму:

$$\xi(t) = \frac{\alpha}{\sqrt{\Delta t}} \text{randn}(t), \quad (4)$$

где α – параметр его спектральной плотности мощности (СПМ), $\text{randn}(t)$ – генератор случайных чисел нормального распределения с нулевым средним и дисперсией равной 1. Модельный параметр α в (4)

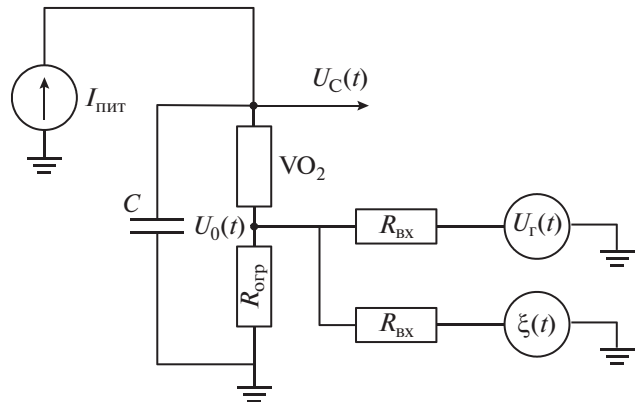


Рис. 3. Схема осциллятора на основе VO₂-переключателя с входными гармоническим $U_r(t)$ и шумовым $\xi(t)$ сигналами.

связан с амплитудой экспериментального шума $U_{ш}$ в полосе его (одностороннего) спектра $\Delta f_{эксп}$, как $\alpha = k_{ш} U_{ш}$, где $k_{ш} = (2\Delta f_{эксп})^{-1/2} \approx 1.82 \times 10^{-4} \text{ с}^{1/2}$.

2. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ОСШ

Будем оценивать ОСШ как отношение среднего значения СПМ по ансамблю выборок сигнала $U(t)$ на заданной частоте к ее среднеквадратичному отклонению:

$$Q(f_o) = \frac{\langle P(f_o) \rangle}{\sqrt{\text{var}(P(f_o))}}, \quad (5)$$

где $Q(f_o)$ и $P(f_o)$ – значения ОСШ и СПМ на частоте f_o , $\langle \dots \rangle$ – операция усреднения, var – дисперсия. Иными словами, (5) является инвертированным отношением показателя статистической устойчивости оценки СПМ [22]. Далее будем рассчитывать СПМ по одностороннему спектру, т.е. как удвоенные значения в полосе частот $[0, f_m]$, где $f_m = 1/(2\Delta t)$. В этом случае в (4) $\alpha = \sqrt{\langle P_{ш}(f) \rangle} / 2$, где $\langle P_{ш}(f) \rangle$ – средняя удвоенная СПМ белого шума на любой частоте f из $[0, f_m]$.

Один из важных вопросов, общий для всех классических методов спектрального оценивания, связан с применением оконных функций. Как известно [22, 23], следствием использования простого прямоугольного окна в дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) является сильное растекание спектра (spectral leakage), что ведет к снижению ОСШ за счет роста амплитудных флуктуаций нефизического характера. Предложен ряд оконных функций (окна Хамминга, Гаусса, Кайзера и т.п.), которые реализуют меньший уровень “математических флуктуаций” (ошибок) спектра.

В результате ДПФ с применением временных окон $w(k\Delta t)$, понижающих значения сигнала к концам временного интервала T_c , периодограмма

СПМ (одностороннего спектра) для n отсчетов имеет модифицированный вид [22]:

$$P(f_0) = \frac{2\Delta t \left| \sum_{k=1}^n U(k\Delta t) w(k\Delta t) \exp(-i2\pi f_0(k-1)\Delta t) \right|^2}{\sum_{k=1}^n w^2(k\Delta t)} \quad (6)$$

В случае использования оконных функций, отличных от прямоугольной, спектр узкополосного сигнала расширяется: увеличивается плотность мощности на боковых частотах при ее понижении на центральной частоте. Тогда расчет СПМ должен проводиться не только на заданной частоте f_0 , но и на боковых частотах, а его эффек-

тивное значение ($P_{\text{эф}}(f_0)$) по отношению к прямоугольному окну есть сумма по множеству значений $P(f_j)$, рассчитанных по периодограммам (6):

$$P_{\text{эф}}(f_0) = \sum_{j=0}^M P(f_j), \quad (7)$$

где $f_j = f_0 \pm j\Delta f$, то есть $2M - 1$ значений, а $\Delta f = 1/T_c$ – частотное разрешение обратно пропорционально временному интервалу T_c (окну) регистрации.

С учетом применения оконной функции в ДПФ зашумленного сигнала $U(t)$ по каждой выборке (m) имеем набор значений $P^{(m)}(f_j)$ (6) и $P_{\text{эф}}^{(m)}(f_0)$ (7), по которым определяются несмещенные оценки среднего и дисперсии СПМ сигнала на заданной частоте f_0 по L реализациям:

$$\begin{cases} \langle P(f_0) \rangle = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L P_{\text{эф}}^{(m)}(f_0) \\ \text{var}(P(f_0)) = \frac{1}{L-1} \sum_{j=0}^M \sum_{m=1}^L (P^{(m)}(f_j) - \langle P(f_j) \rangle)^2 + \\ + \frac{2}{L-1} \sum_{j, i \neq j}^M \sum_{m=1}^L (P^{(m)}(f_j) - \langle P(f_j) \rangle)(P^{(m)}(f_i) - \langle P(f_i) \rangle) \end{cases}, \quad (8)$$

Число слагаемых в дисперсии СПМ (8) резко возрастает при увеличении числа боковых частот. Поэтому выбор M является компромиссным решением между временем вычисления и устойчивостью спектральных оценок (8), что зависит от уровня шума во флуктуирующем периодическом сигнале, а также от выбора оконной функции.

Численное тестирование ОСШ (5) для различных вариантов оконных функций в простейшем случае суммы гармонического сигнала $U_r(t)$ и белого шума $\xi(t)$, генерируемого по алгоритму (4), дает в пределе больших L следующее выражение:

$$Q_{\text{пр}} \approx \frac{U_m}{4\alpha} \sqrt{T_c}, \quad (9)$$

которое, очевидно, не зависит от частоты $U_r(t)$.

Также укажем, что расчет ОСШ (5) для чисто белого шума независимо от его амплитуды стремится к единице, но точность этого предела требует достаточно большого числа гармоник спектра (т.е. значений M).

Как видно из (9), $Q_{\text{пр}}$ растет с размером окна как корень из T_c , т.е. зависит от условия регистрации сигнала. Для того чтобы сравнивать ОСШ для вариантов с разными T_c введем в (5) нормировочный множитель $\gamma = 1/\sqrt{T_c}$, определяющий размер окна T_c по отношению к окну длительностью 1 с:

$$Q_\gamma(f_0) = \gamma \frac{\langle P(f_0) \rangle}{\sqrt{\text{var}(P(f_0))}}. \quad (10)$$

Таким образом, алгоритм вычисления ОСШ по оценке (10), фактически основанный на методе периодограмм Бартлетта [22, 23], предполагает следующее. На выходе исследуемой схемы регистрируются отсчеты сигналов с временным шагом Δt в течение времени LT_c , то есть в неперекрывающихся временных интервалах T_c с L реализациями. Рассчитываются периодограммы СПМ сигнала и его эффективное значение ($P_{\text{эф}}(f_0)$) по выражениям (6) и (7) на заданной частоте (f_0) и конечного набора боковых частот ($f_j = f_0 \pm j\Delta f$) для каждого интервала T_c с выбранной оконной функцией. Далее вычисляются несмещенные оценки среднего и дисперсии СПМ сигнала (8) и подставляются в искомый параметр ОСШ (10).

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА И РАСЧЕТА ОСШ

В ходе эксперимента выходным сигналом являлись осцилляции напряжения на переключателе $U(t)$, а частота входного гармонического сигнала составляла $f_0 = 1070$ Гц. Изначально, при фиксированной амплитуде гармонического сигнала U_m и в отсутствие шума ток питания $I_{\text{пит}}$ выводился в область появления релаксационных автоколебаний

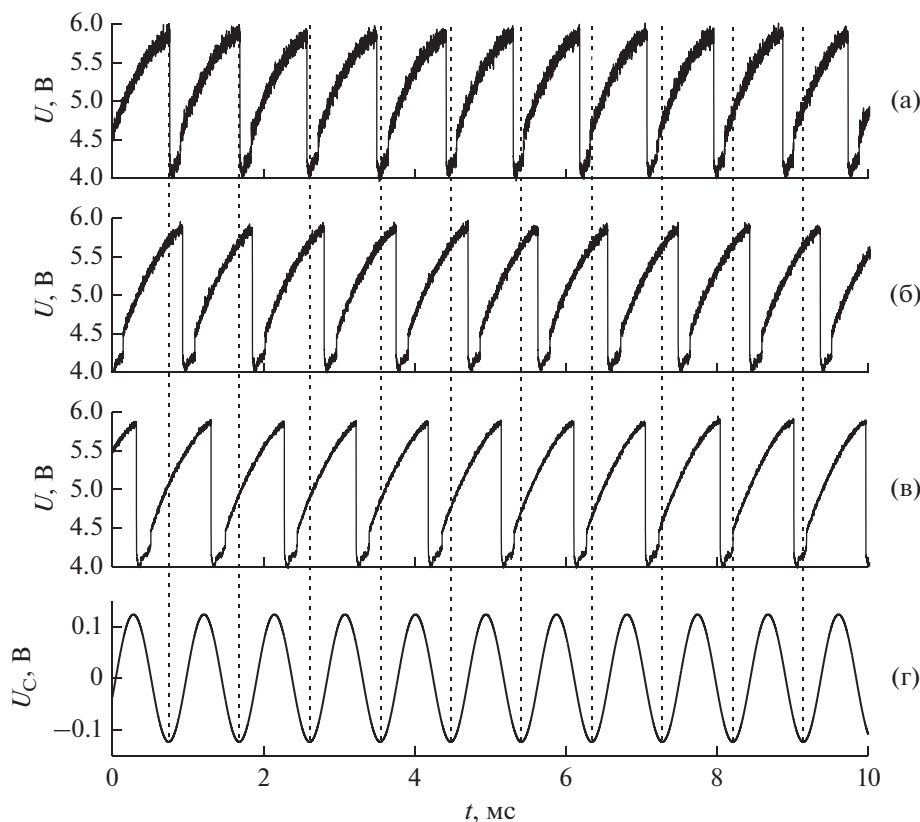


Рис. 4. Осциллограммы напряжений на переключателе $U(t)$ при амплитудах шума $U_{ш} = 8$ (а), 4.5 (б), 2 В (в) и входного гармонического сигнала $U_r(t)$ с $U_m = 0.122$ В (г). Ток питания $I_{пит} = 51.2$ мА. Вертикальные пунктирные линии на уровне минимумов $U_r(t)$ показывают его фазовую синхронизацию с $U(t)$ при $U_{ш} = 4.5$ В.

с частотой (~ 940 Гц) несколько меньшей, чем f_o . Далее, при увеличении амплитуды шума $U_{ш}$ от 0 до 10 В с шагом 0.5 В регистрировался выходной сигнал с переключателя.

На рис. 4 представлены осциллограммы $U(t)$ и входного гармонического сигнала. Как видно, для средней амплитуды шума $U_{ш} = 4.5$ В наступает синхронизация гармонического сигнала с осцилляциями $U(t)$, тогда как при меньшем и большем ее значениях частоты и фазы колебаний не совпадают. На спектрах напряжения $U(t)$ и входного сигнала (рис. 5) видим модификацию положений их пиков в зависимости от амплитуды $U_{ш}$. Там же указан диапазон изменений амплитуды шума $\Delta U_{ш} \sim 2.5$ В, при котором наблюдается строгое совпадение спектральных пиков колебаний осциллятора и внешнего сигнала.

Таким образом, продемонстрирован эффект частотной синхронизации внешнего сигнала и VO_2 -осциллятора в определенном диапазоне амплитуды шума. Следует отметить, что он проявляется только в достаточно узком диапазоне других управляющих параметров (тока питания, амплитуды и частоты сигнала). В частности, частота сиг-

нала и собственная частота осциллятора не должны значительно отличаться (не более 100 Гц). Также этот эффект можно трактовать, как захват частоты осциллятора внешним сигналом с помощью шума, который может проявиться и в резонансе ОСШ.

Оценки ОСШ (10) Q_y выходного сигнала $U(t)$ (на частоте f_o) как функции амплитуды входного шума ($U_{ш}$) для эксперимента с тремя вариантами T_c и модельного расчета на основе уравнений (3) представлены на рис. 6. Для вычисления СПМ (6) мы использовали оконную функцию Гаусса с дисперсией 2.5, которая не слишком сильно уширяет спектр, чтобы ограничиться в (7) и (8) только двумя боковыми частотами с каждой стороны от f_o , т.е. $M = 2$. Отметим, что при тестировании возможных вариантов оконных функций по априорной оценке ОСШ (9) с $M = 2$ функция Гаусса оказалась оптимальной по точности и времени расчета. Число экспериментально регистрируемых отсчетов $U(t)$ в каждом варианте T_c (с общей длительностью регистрации $T_c L = 10$ с) пропорционально 2^j , где $j = 14 \dots 17$, что обусловлено приме-

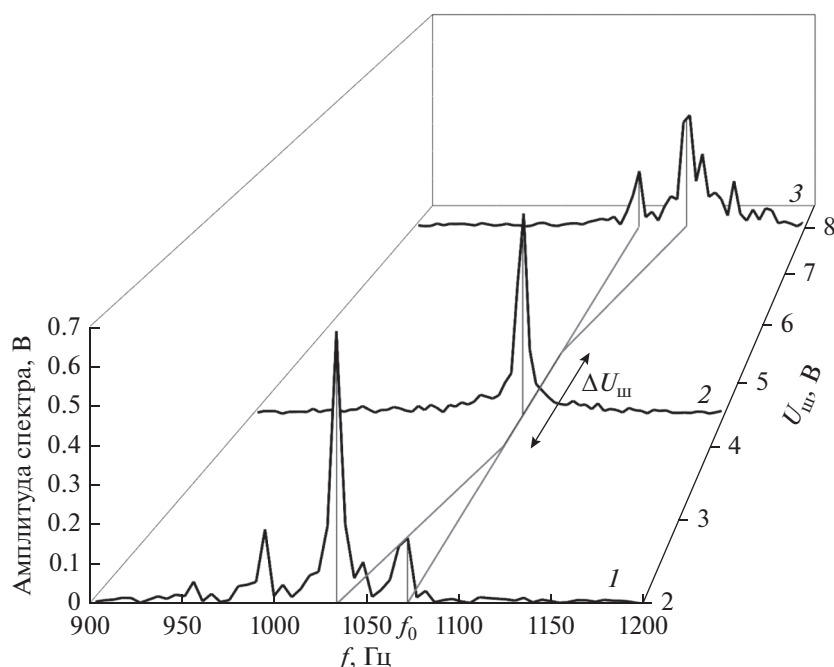


Рис. 5. Спектры напряжения на переключателе $U(t)$ (см. рис. 4) при амплитудах шума: $U_{ш} = 2$ (1), 4.5 (2), 8 В (3). Показан диапазон амплитуды шума $\Delta U_{ш}$, где пики входного и выходного сигналов совпадают.

нением алгоритма быстрого ДПФ при расчете периодограмм СПМ (6).

Как видно из рис. 6, немонотонная зависимость Q_γ от уровня шума четко проявляется даже на относительно малой длительности регистрации выходного сигнала и приближается по форме к модельному расчету при увеличении T_c . Но в

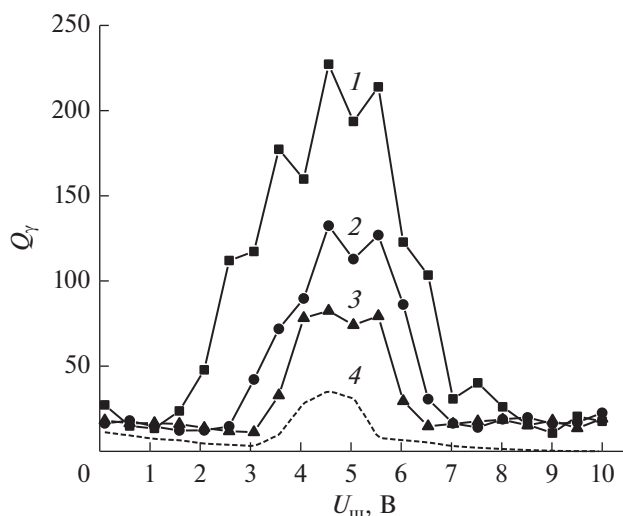


Рис. 6. Зависимость ОСШ Q_γ по соотношению (10) от амплитуды входного шума $U_{ш}$ в эксперименте: $T_c = 0.032768$ (1), 0.065536 (2), 0.131072 с (3), и в модельном расчете (4) с $T_c = 0.5$ с и $L = 2000$.

целом статистическая состоятельность оценки ОСШ требует гораздо большего числа отсчетов сигнала, чем в представленном эксперименте, если сравнить кривые Q_γ и длительности регистрации сигнала ($T_c L$) в эксперименте и модельном расчете. В связи с этим отметим, что число циклов переключений в модельном расчете, соответствующее $T_c L = 10^3$ с, равно $\sim 10^6$ и требует стабильности непрерывной работы VO_2 -переключателя на уровне кремниевых элементов (динисторов), что пока технически нереализуемо.

Во всех вариантах расчета (см. рис. 6) амплитуда шума с максимальным значением ОСШ равна $U_{ш}^{max} = 4.55$ В. Но только в эксперименте с максимальным T_c (кривая 3) и в модельном расчете (кривая 4) резонанс ОСШ проявляется в виде пологого пика, т.е. имеет форму плато в определенном интервале амплитуды шума, что согласуется с эффектом захвата частоты, отображенным на спектрограмме (2) рис. 5.

По результатам эксперимента и модельного расчета (рис. 6) в таблице 1 представлены значения максимального ОСШ (10) (для амплитуды $U_{ш}^{max}$) на выходе схемы ($Q_\gamma^{вых}$) и на ее входе ($Q_\gamma^{вх}$), т.е. в виде суммы гармонического сигнала и белого шума, а также их отношение $\eta = Q_\gamma^{вых} / Q_\gamma^{вх}$ – коэффициент усиления (подавления) шума. Как видно, коэффициент η , хотя и имеет тенденцию повышения с ростом размера окна T_c , но не пре-

Таблица 1. Параметры резонанса ОСШ (для $U_{ш}^{\max} = 4.55$ В) (см. рис. 6)

Параметры резонанса ОСШ	Эксперимент			Модельный расчет, кривая 4
	кривая 1	кривая 2	кривая 3	
$Q_{\gamma}^{\text{ВЫХ}}$	227.2	132.4	82.5	35.5
$Q_{\gamma}^{\text{ВХ}}$	483.4	176.5	100.6	36.5
η	0.47	0.75	0.82	0.97

восходить единицы, т.е. схема в режиме стохастической синхронизации не подавляет шум (флуктуаций СПМ). Отметим также, что $Q_{\gamma}^{\text{ВХ}}$ близко к априорному значению (≈ 37) по оценке (9) только в расчете (см. таблицу), где число выборок и размер окна регистрации достаточно большие (T_c и L соответствуют рис. 6, кривой 4).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, экспериментально продемонстрирован эффект стохастической синхронизации входного гармонического сигнала и релаксационного осциллятора на основе пленочного VO₂-переключателя. По нашему мнению, данный эффект аналогичен вынужденному захвату частоты осциллятора входным гармоническим сигналом. Действительно, для реализации обоих эффектов автоколебания осциллятора изначально должны иметь несколько меньшую частоту, чем частота входного сигнала f_0 . А далее, с ростом амплитуды входного сигнала (эффект вынужденного захвата частоты) или амплитуды шума (стохастическая синхронизация) увеличивается частота осцилляций, которая в определенном диапазоне амплитуд (шума или сигнала) совпадает с f_0 , т.е. осуществляется частотная синхронизация.

Кроме того, для обоих эффектов характерно, что напряжение на переключателе в режиме синхронизации устанавливается в противофазе (с некоторым небольшим сдвигом) к входному сигналу, как это видно, например, в нашем эксперименте ($U_{ш} = 4.5$ В). Можно сделать вывод, что в механизм синхронизации с помощью шума включается фазировка колебаний осциллятора и гармонического сигнала. Данная фазовая синхронизация, хотя и имеет стохастический характер, но в определенном интервале уровня шума устанавливает некоторую среднюю разность фаз между этими сигналами. В результате увеличивается СПМ выходных осцилляций и снижаются их флуктуации на частоте f_0 , что проявляется в резонансе ОСШ в данной области входного шума.

Разработанная методика спектральной оценки ОСШ позволяет единым образом рассчитывать как среднюю СПМ зашумленного сигнала, так и ее дисперсию (шумовую компоненту) в окрестности заданной частоты. Это дает возможность диагностировать спектральные особенности зашумленного сигнала, в частности проявление резонанса ОСШ в эффекте стохастической синхронизации.

Обнаруженный эффект интересен с точки зрения развития представлений о влиянии шума на синхронизацию связанных VO₂-осцилляторов, активно исследуемых в настоящее время с целью разработки на их основе осцилляторных нейронных сетей.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают благодарность С.А. Кипрушкину за техническое обеспечение компьютерных расчетов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 16-19-00135).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анищенко В.С., Нейман А.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л. // Успехи физ. наук. 1999. Т. 169. № 1. С. 7.
2. Jung P. // Phys. Lett. A. 1995. V. 207. P. 93.
3. Pikovsky A.S., Kurths J. // Phys. Rev. Lett. 1997. V. 78. P. 775.
4. Neiman A. // Phys. Rev. E. 1994. V. 49. P. 3484.
5. Shulgin B., Neiman A., Anishchenko V. // Phys. Rev. Lett. 1995. V. 75. № 23. P. 4157.
6. Gassman F. // Phys. Rev. E. 1997. V. 55. P. 2215.
7. Короновский А.А. // ДАН. 2006. Т. 407. № 6. С. 761.
8. Neiman A.B., Russell D.F. // Phys. Rev. Lett. 2002. V. 88. P. 138103.
9. León-Montiel R. de J., Quiroz-Juárez M.A., Quintero-Torres R. et al. // Sci. Rep. 2015. V. 5. P. 17339.

10. Бугаев А.А., Захарченя Б.П., Чудновский Ф.А. Фазовый переход полупроводник—металл и его применение. Л.: Наука, 1979.
11. Беляев М.А., Борисков П.П., Величко А.А. и др. // ФТТ. 2018. Т. 60. № 3. Р. 443.
12. Борисков П.П., Величко А.А., Пергамент А.Л. и др. // Письма в ЖТФ. 2002. Т. 28. № 10. С. 13.
13. Величко А.А., Стефанович Г.Б., Пергамент А.Л., Борисков П.П. // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29. № 10. С. 82.
14. Jerry M., Ni K., Parihar A. et al. // Electron Device Lett. IEEE. 2018. V. 39. P. 139.
15. Беляев М.А., Путролайнен В.В., Величко А.А. // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. № 24. С. 41.
16. Beaumont A., Orlianges J.-C., Boule A. et al. // Book of Abstrs. Conf. Workshop on Oxide Electronics-22. 2015. October 7–9. Paris, France. P. 179.
17. Velichko A., Belyaev M., Putrolaynen V. et al. // Intern. J. Modern Phys. B. 2016. V. 30. P. 1650261.
18. Velichko A., Belyaev M., Putrolaynen V. et al. // Solid State Electron. 2018. V. 141. P. 40.
19. Kanki T., Hotta Y., Kawai T. et al. // Appl. Phys. Lett. 2010. V. 96. P. 242108.
20. Aliev V.Sh., Bortnikov S.G., Badmaeva I.A. // J. Appl. Phys. 2014. V. 115. P. 204511.
21. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. М.: Наука, 1981.
22. Marple S.L., Jr. Digital Spectral Analysis with Applications. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc. 1987.
23. Rabiner L.R., Gold B. Theory and application of digital signal processing. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc. 1975.