

Приборы и техника физического эксперимента

Научная статья

УДК 621.391.822, 621.391.823

DOI: <https://doi.org/10.18721/JPM.17205>

МИКРОВОЛНОВЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ШУМОВ ТРАНЗИСТОРОВ

В. Г. Усыченко, А. С. Чернова ✉

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,

Санкт-Петербург, Россия

✉ chernova-nastya@mail.ru

Аннотация. Для измерения низкочастотных (НЧ) шумов СВЧ-транзисторов, работающих в условиях внешних интенсивных электромагнитных помех, предлагается использовать устойчивые к их воздействию измерители флуктуаций СВЧ-колебаний. Транзистор, находящийся на плате, возбуждают малошумящим СВЧ-генератором, амплитуда колебаний которого, модулированная НЧ-шумами транзистора, измеряется СВЧ-анализатором спектра. Методика опробована на гетеротранзисторах GaN/AlGaIn, в каналах которых плотность электронов формировалась посредством спонтанной и пьезоэлектрической поляризации без какого-либо дополнительного легирования. Помимо экспериментального тестирования, представлено теоретическое обоснование предложенного метода. Получены условия, при которых нормированные спектры флуктуаций амплитуды колебания аналогичны нормированным НЧ-шумам тока транзистора.

Ключевые слова: низкочастотный шум, СВЧ-транзистор, низкочастотные помехи, флуктуации СВЧ-колебаний, гетероструктура GaN/AlGaIn

Для цитирования: Усыченко В. Г., Чернова А. С. Микроволновый метод измерения низкочастотных шумов транзисторов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Физико-математические науки. 2024. Т. 17. № 2. С. 61–70. DOI: <https://doi.org/10.18721/JPM.17205>

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии CC BY-NC 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>)

Original article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JPM.17205>

A MICROWAVE METHOD FOR MEASURING THE LOW-FREQUENCY NOISE OF TRANSISTORS

V. G. Usychenko, A. S. Chernova ✉

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia

✉ chernova-nastya@mail.ru

Abstract. In the article, we have proposed to use microwave-fluctuation meters resistant to external intense electromagnetic noise in order to measure the low-frequency (LF) noise of microwave transistors working under these conditions. The transistor located on the board is excited by a low-noise microwave generator, the oscillation amplitude of which, being modulated by the LF noise of the transistor, is measured by a microwave spectrum analyzer. The proposed method was tested on GaN/AlGaIn heterotransistors, in whose channels the electron density was formed by spontaneous and piezoelectric polarization. In addition to experimental testing, a theoretical justification for the method is presented. We obtained conditions in which the normalized spectra of oscillation amplitude fluctuations were similar to the normalized LF noise of the transistor current.

Keywords: low frequency noise, microwave transistor, fluctuations of microwave oscillations, GaN/AlGaN heterostructure

For citation: Usychenko V. G., Chernova A. S., A microwave method for measuring the low-frequency noise of transistors, St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Physics and Mathematics. 17 (2) (2024) 61–70. DOI: <https://doi.org/10.18721/JPM.17205>

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>)

Введение

Низкочастотные (НЧ) шумы, спектр которых локализован в диапазоне частот ($0 < F < 10^6$) Гц, служат для физиков источником информации о структурных дефектах в полупроводниковых кристаллах и приборах разных типов, начиная с середины прошлого века и по настоящее время [1 – 7]. На практике НЧ-шумы ограничивают чувствительность датчиков, а также измерительной и приемной аппаратуры различного назначения, работающей в самых разных частотных диапазонах. Например, точность обнаружения доплеровскими радиолокационными станциями малоразмерных и медленно летящих целей ограничивается, в значительной мере, НЧ-шумами транзисторов, используемых в сверхвысокочастотных (СВЧ) автогенераторах, смесителях и усилителях. По мере развития полупроводниковой техники постоянно появляются новые полупроводниковые материалы и приборы на их основе. При этом не ослабевает интерес к НЧ-шумам и природе их происхождения; измерение уровня этих шумов остается по-прежнему актуальной проблемой.

Однако измерению и исследованию этих шумов, особенно в условиях работающего предприятия, существенно препятствуют интенсивные и многочисленные электромагнитные внешние помехи, создаваемые в НЧ-диапазоне различными техническими и промышленными устройствами. Опыт показал, что методы экранирования и борьбы с помехами, давно изученные и ранее помогавшие в работе [8], сегодня уже не справляются с проблемой, поэтому все труднее становится использовать низкочастотные измерительные средства при отсутствии специальных условий. Практика показывает в ряде случаев, что высокочувствительные СВЧ-измерительные приборы оказываются лучше защищенными от воздействия НЧ-помех. Производственная необходимость заставила авторов настоящей статьи проверить возможность использования таких приборов для измерения НЧ-шумов у СВЧ-транзисторов. Опыт оказался успешным.

Цель данного исследования – проверить на практике метод измерений НЧ-шумов у СВЧ-транзисторов и дать теоретическое обоснование этому методу.

Постановка задачи и ее решение

Необходимость измерения НЧ-шумов транзисторов возникает, когда ставится цель создать сверхмалозумящее СВЧ-устройство, например усилитель. Такие шумы измеряют при работе транзистора в статическом режиме, переходя от одного набора его ключевых параметров (напряжение U_d на стоке, ток стока I_d , напряжение U_g на затворе) к другому. Затем следует обобщить результаты измерений и спрогнозировать неизбежные флуктуации амплитуды и фазы СВЧ-колебаний автогенератора или усилителя, построенного на таком транзисторе.

Мы предлагаем рассмотреть обратный вариант: взять макет СВЧ-усилителя на исследуемом транзисторе, подать на его вход малозумящее СВЧ-колебание, а затем измерить энергетический спектр флуктуаций амплитуды этого колебания, порождаемых шумами транзистора. Во многих случаях такая последовательность операций позволяет извлечь уже достаточный объем информации для практических целей. Однако полезно получить и дополнительную информацию: найти связь флуктуаций амплитуды с шумами среднего (постоянного) тока.

Таким образом, от статических измерений шума мы переходим к динамическим, при которых параметры транзистора U_d , U_g , I_d нелинейно меняются вместе с СВЧ-колебаниями. При этом мы одновременно получаем информацию о НЧ-шумах транзистора (усредненных за период колебаний) как в СВЧ-режиме, так и в режиме постоянного тока.

Практическая реализация этой процедуры была следующей: транзистор, закрепленный на СВЧ-плате, подключили к малому шумящим источникам затворного смещения и стокового питания. На плате в цепи стока располагался режекторный фильтр, настроенный на несущую частоту $3 \text{ ГГц} = f = 2\pi/\omega \gg F$; здесь F – верхняя предельная частота шума, и она на порядки меньше несущей частоты f .

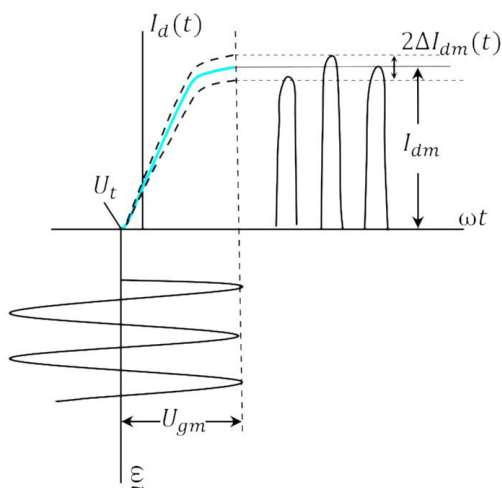


Рис. 1. Формирование в нелинейном режиме последовательности импульсов тока стока, флуктуирующих по амплитуде: представлены временные зависимости напряжения U_t и тока I_d , проходная ВАХ (цветная линия) транзистора при постоянном значении U_d , а также ключевые параметры процесса

Упрощенная проходная вольтамперная характеристика (ВАХ) транзистора $I_d(U_g)|_{U_d = \text{const}}$, измеренная при постоянном значении напряжения U_d , изображена на рис. 1 сплошной линией. Источники НЧ-шума, имеющиеся в транзисторе, модулируют ток стока, поэтому ВАХ флуктуирует, отклоняясь от своего среднего уровня (это условно показано пунктиром на рис. 1). На затвор подано постоянное напряжение смещения $U_g = U_T$, равное пороговому значению U_T . Наряду с ним на затвор подается высокостабильное (несущее) СВЧ-колебание $U_g^m \cos \omega t$, амплитуда которого $U_g^m < U_d$ достаточно велика, и транзистор работает в режиме насыщения тока. Такой нелинейный режим типичен для автогенераторов и усилителей СВЧ-мощности. При этом форма тока стока существенно отличается от синусоиды, подаваемой на затвор. Вместо нее имеем, по сути, периодическую последовательность однополярных импульсов (см. рис. 1), подобных трапеции или прямоугольному импульсу с округлой вершиной.

Данную последовательность можно разложить в тригонометрический ряд Фурье:

$$I_d(t) = I_{dm} \left(\frac{c_0}{2} + c_1 \cos \omega t + c_2 \cos 2\omega t + c_3 \cos 3\omega t + \dots \right) = I_{dm0} + I_{dm1} \cos \omega t + I_{dm2} \cos 2\omega t + I_{dm3} \cos 3\omega t + \dots, \quad (1)$$

где I_{dm} – амплитуда импульса, I_{dm0} – постоянная составляющая тока; I_{dm1}, I_{dmj} – амплитуды несущей частоты и j -ых гармоник тока, соответственно; c_j – коэффициенты ряда.

НЧ-флуктуации ВАХ заставляют флуктуировать и амплитуду импульсов тока, что выражается как

$$I_{dm}(t) = \bar{I}_{dm} + \Delta I_{dm}(t) = \bar{I}_{dm} [1 + \alpha(t)], \quad (2)$$

где \bar{I}_{dm} – усредненная амплитуда тока; $\Delta I_{dm}(t)$ – низкочастотные флуктуации амплитуды; $\alpha(t)$ – относительные флуктуации амплитуды, $\alpha(t) = \Delta I_{dm}(t) / \bar{I}_{dm}$.

Поскольку частота НЧ-шумов F на несколько порядков ниже несущей частоты f ($F \ll f$), флуктуации будут очень медленными, по сравнению с периодом колебания.

Подставив выражение (2) в формулу (1), получим следующий ряд:

$$I_d(t) = [1 + \alpha(t)] (\bar{I}_{dm0} + \bar{I}_{dm1} \cos \omega t + \bar{I}_{dm2} \cos 2\omega t + \bar{I}_{dm3} \cos 3\omega t + \dots). \quad (3)$$

Ввиду того, что полосовой фильтр, находящийся в цепи стока, отсеивает все СВЧ-гармоники кроме первой и нулевой, остаются флуктуации только постоянной составляющей тока и несущей. В результате получим следующее выражение:

$$I_d(t) = [1 + \alpha(t)] (\bar{I}_{dm0} + \bar{I}_{dm1} \cos \omega t). \quad (4)$$

Оба тока в правой части равенства флуктуируют по одному закону. Измерим флуктуации тока несущего колебания.

Чтобы не усложнять формулы, рассмотрим случай, когда вместо шума $\alpha(t)$ спектр которого непрерывен, на колебания воздействует только одна его спектральная составляющая $-\alpha_{\Delta F}(t)$, расположенная на частоте F в узкой полосе $\Delta F \ll F$. Узкополосную шумовую составляющую можно заменить колебанием с медленно меняющимися амплитудой $b(t)$ и фазой [9], т. е.

$$\theta(t) : \alpha_{\Delta F}(t) = b(t) \cos[\Omega t + \theta(t)],$$

где $\Omega = 2\pi F$.

Если пренебречь флуктуациями фазы, которые в рассматриваемом примере не играют принципиальной роли, то получим:

$$\begin{aligned} I_{dm}(t) &= \bar{I}_{dm0} [1 + b(t) \cos \Omega t] + \bar{I}_{dm1} [1 + b(t) \cos \Omega t] \cos \omega t = \\ &= \bar{I}_{dm0} [1 + b(t) \cos \Omega t] + \bar{I}_{dm1} \left[\cos \omega t + \frac{b(t)}{2} \cos(\omega + \Omega)t + \frac{b(t)}{2} \cos(\omega - \Omega)t \right]. \end{aligned}$$

Шумы обычно измеряют в единицах мощности. Амплитуда узкополосных флуктуаций постоянного тока равна

$$\Delta I_{dm0}(t) = b(t) \bar{I}_{dm0},$$

а значит ее мощность (с точностью до сопротивления) следует выражению

$$P_0(F) = b^2 \bar{I}_{dm0}^2 / 2;$$

а мощность тока $P_0 = \bar{I}_{dm0}^2$.

Отношение этих мощностей выражается формулой

$$\frac{P_0(F)}{P_0} = \frac{\Delta I_{dm0}^2}{\bar{I}_{dm0}^2} = b^2 / 2. \quad (5)$$

СВЧ-колебание состоит из несущего колебания и двух боковых частот модуляции с амплитудами $b \bar{I}_{dm1} / 2$. Мощность несущего колебания равна $P_1 = \bar{I}_{dm1}^2 / 2$, а мощность двух боковых частот составляет

$$P_s(F) = \frac{\bar{I}_{dm1}^2 b^2}{8} + \frac{\bar{I}_{dm1}^2 b^2}{8} = \frac{\bar{I}_{dm1}^2 b^2}{4}.$$

Отношение мощностей

$$\frac{P_s(F)}{P_1} = \frac{\Delta I_{dm1}^2}{\bar{I}_{dm1}^2} = b^2 / 2$$

оказывается таким же, как у токов (см. формулу (5)):

$$\frac{\Delta I_{dm0}^2}{\bar{I}_{dm0}^2} = \frac{\Delta I_{dm1}^2}{\bar{I}_{dm1}^2}.$$

Таким образом, при использовании микроволнового (СВЧ) метода надо измерять мощность относительных флуктуаций амплитуды двух боковых частот несущего колебания.

Переходя от узкополосной флуктуации к непрерывному спектру, получим:

$$\frac{S_{i0}^2(F)}{\bar{I}_{dm0}^2} = \frac{S_{i1}^2(F)}{\bar{I}_{dm1}^2} = \delta S_i^2(F), \quad (6)$$

где $S_{i0}^2(F)$, $S_{i1}^2(F)$ – энергетические спектры НЧ-шумов постоянного тока и боковых колебаний несущей частоты, соответственно.

Эти два энергетических спектра (количественно равные) заменим одним спектром $-\delta S_i^2(F)$; это спектр относительных (нормированы на квадрат тока) шумов тока, который измеряется в Гц^{-1} . На практике часто также имеют дело с ненормированным спектром токовых шумов $S_{i0}^2(F)$, который измеряется в $\text{А}^2/\text{Гц}$.

Стоит отметить, что на сверхвысоких частотах нормированные энергетические спектры амплитудных шумов усилителей принято измерять в децибелах относительно мощности несущей частоты в полосе шириной 1 Гц, при этом единица измерения – дБн/Гц. Например, относительные флуктуации амплитуды, измеренные при отстройке от несущей на частоту F , равные

$$\delta S_i^2(F) = 2 \cdot 10^{-14} \text{ Гц}^{-1},$$

выраженные в единицах измерений, принятых в СВЧ-технике, будут равны

$$10 \lg(2 \cdot 10^{-14}) = 3 - 140 = -137 \text{ дБн/Гц}.$$

Переходя к процедуре измерений, отметим, что на вход СВЧ-измерителя спектра подаются не СВЧ-ток усилителя, который до сих пор фигурировал в формулах, а выходное СВЧ-напряжение с флуктуирующей амплитудой

$$U(t) = [1 + v(t)] \bar{U} \cos \omega t,$$

где $\bar{U} = \bar{I}_{dm1} \cdot R_e$ – среднее значение амплитуды СВЧ-напряжения, а

$$v(t) = \frac{\Delta I_{dm1}(t)}{\bar{I}_{dm1}} R_e \quad (7)$$

– относительные флуктуации амплитуды СВЧ-напряжения усилителя.

В этих выражениях R_e – эквивалентное сопротивление режекторного фильтра, находящегося в цепи стока, $R_e = \rho Q$; обычно оно равно волновому сопротивлению СВЧ-тракта на плате $R_e = 50 \text{ Ом}$. Таких равенств $R_e = \rho Q = 50 \text{ Ом}$ достигают, подбирая добротность Q , волновое сопротивление ρ фильтра и параметры согласования на несущей частоте.

При измерении шумов необходимо соблюдать условия соответствия между теорией и практикой. В теории амплитуда тока несущей превышает амплитуды других гармоник; это условие должно выполняться и на практике. Форма импульса тока, влияющая на распределение амплитуд Фурье-гармоник, принципиально не меняется при выполнении неравенства

$$U_d - U_{gm} > U_{dm1} = I_{dm1} R_e. \quad (8)$$

В противном случае, в моменты времени, когда амплитуды колебаний на затворе и стоке находятся в противофазе, ток будет протекать не от истока к стоку, а более сложным путем. Это может значительно изменить соотношения между амплитудами гармоник, вызвать рассогласование цепей и исказить результаты измерений.

Измерения характеристик гетеротранзисторов и результаты

Описанный выше метод использовали при изучении НЧ-шумов у гетеротранзисторов со структурой GaN/AlGaIn, в канале которых плотность двумерного электронного газа формировалась посредством спонтанной и пьезоэлектрической поляризации [10] без использования какого-либо дополнительного легирования. Это транзисторы повышенной мощности, они изготовлены на подложке из карбида кремния по технологии молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ). Они работают на частотах $f \leq 6 \text{ ГГц}$, имеют длину затвора 0,5 мкм, а расстояние между истоком и стоком – 4,8 мкм. По паспорту изготовителя, при стоковом напряжении $U_d = 28 \text{ В}$ транзистор, работающий на частоте $f = 3 \text{ ГГц}$, усиливает мощность $P_{in} = 100 \text{ мВт}$ входного СВЧ-колебания в 25 раз при коэффициенте полезного действия $E_{ff} = 65 \%$. Схема измерений шумов транзистора приведена на рис. 2. Обследовали три экземпляра транзисторов, результаты измерений оказались подобными.

Сигнал от маломощного генератора SMW200A поступает на СВЧ-вход исследуемого транзистора; усиленное им колебание подается на измеритель шума R&S FSWP26, который при необходимости страхуется от перегрузки аттенуатором. Для питания стока и затвора транзистора использовали источники питания Rigol DP811a и R&S NMP2030, каждый из которых был дополнен фильтрами, подавляющими их собственные

низкочастотные шумы и электрические наводки. Для контроля напряжений и токов в цепи затвора и стока использовали дисплей HMP2030. Контроль напряжения в цепи стока осуществляли с помощью внешнего вольтметра Agilent U3401A, который отсоединяли от схемы при замерах шума.

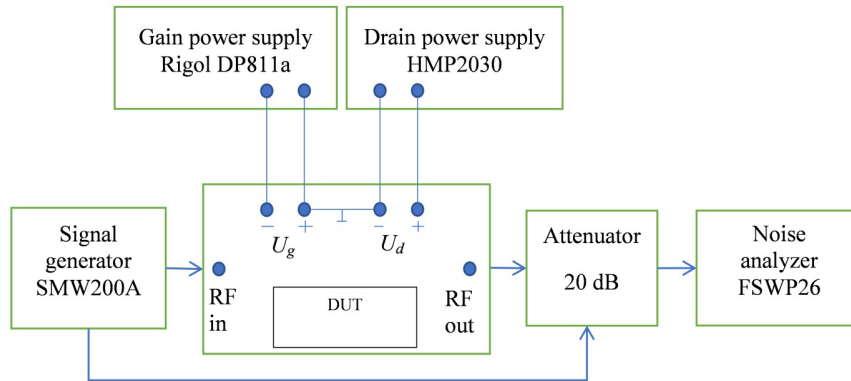


Рис. 2. Схема измерений

Мощность используемого маломощного СВЧ-генератора SMW200A не превышала 63 мВт, что эквивалентно амплитуде $U_{gm} = 2,5$ В на сопротивлении нагрузки $R = 50$ Ом. При такой амплитуде большая начальная крутизна проходной ВАХ транзистора, достигающая 0,5 А/В и быстро переходящая к насыщению, обеспечивала току стока форму, подобную изображенной на рис. 1.

Затворное напряжение смещения U_g было равно пороговому значению U_T . Поскольку U_T меняется при перестройке напряжения стока, его определяли, варьируя затворное напряжение U_g таким образом, чтобы при паспортном значении $U_d = 28$ В ток стока I_{dT} был примерно на три порядка меньше предельно допустимого тока транзистора. При значении $I_{dT} = 1$ мА получили величину $U_g = U_T = -3,14$ В. При измерениях шума значение $U_g - U_T = 0$ держали неизменным при любом уровне U_d , который при больших амплитудах возбуждения U_{gm} ограничивался лишь рассеиваемой мощностью транзистора $P = 1,5$ Вт (это отражено в легендах рисунка).

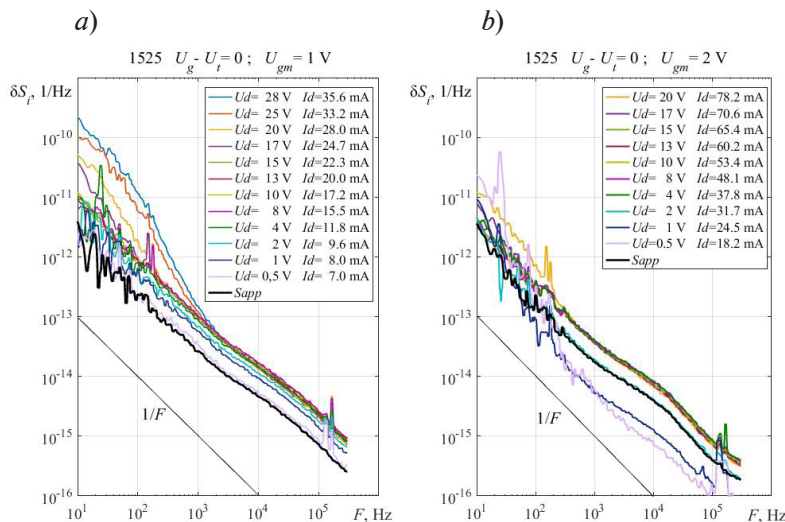


Рис. 3. Измеренные частотные зависимости относительных флуктуаций тока стока транзистора при амплитудах U_{gm} возбуждения 1 В (a) и 2 В (b). Кривая спектра собственных шумов аппаратуры (Sapp) выделена черным цветом

На рис. 3 приведены экспериментальные зависимости спектральной интенсивности относительных шумов тока стока транзистора № 1525 при его возбуждении СВЧ-колебаниями с амплитудами U_{gm} , равными 1 и 2 В. Заостренные пики на спектрах вызваны паразитными наводками. Черным цветом выделена жирная кривая спектра собственных шумов аппаратуры. Эти шумы определяли согласно инструкции, подавая колебание маломощного генератора на вход измерителя шума (см. рис. 2), минуя исследуемый транзистор. Но в нелинейном режиме работы транзистора шумы входного колебания снижаются благодаря насыщению проходной ВАХ (см. рис. 1). Мы не учитывали этого явления, поэтому в наших экспериментах шумы аппаратуры были несколько завышены.

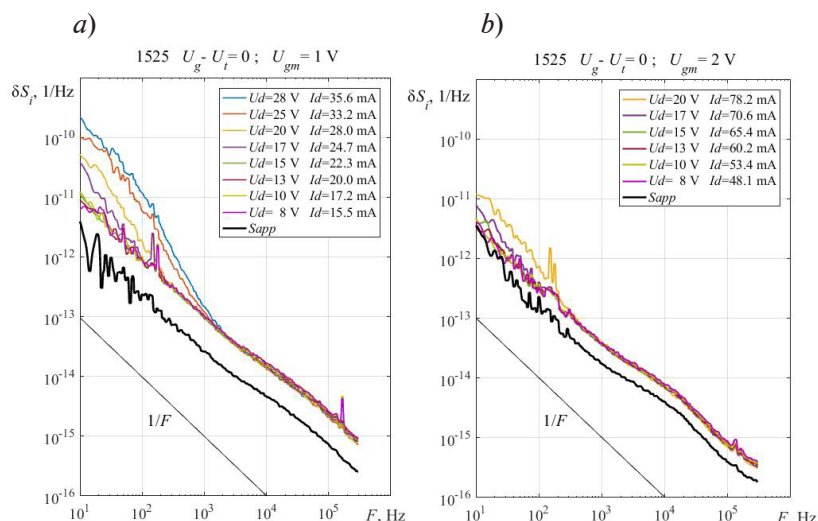


Рис. 4. Зависимости, аналогичные приведенным на рис. 3, очищенные от «брака»

На рис. 3 можно видеть, что часть измеренных спектров находится ниже уровня шумов аппаратуры. Причиной таких искажений является невыполнение условия (8). Очищенные от «брака» зависимости приведены на рис. 4. Анализ этих данных показывает, что увеличение вдвое амплитуды U_{gm} возбуждающего колебания при неизменном U_d влечет за собой примерно трехкратное увеличение тока стока и, соответственно, возросшее количество мощности, рассеиваемой транзистором. Для сбережения транзистора в режиме $U_{gm} = 2$ В, максимальное напряжения стока ограничивали значением $U_d = 20$ В.

Обсуждение результатов

Проанализируем экспериментальные данные, представленные в предыдущем разделе. Нормированные энергетические спектры шумов тока транзистора, измеренные в диапазонах напряжений $8 \text{ В} \leq U_d \leq 15 \text{ В}$ и токов $15,5 \text{ мА} \leq I_d \leq 65,4 \text{ мА}$ (рис. 4), накладываются друг на друга и меняются при перестройке частоты по закону $1/F$ (небольшой подъем в области высоких частот вызван шумами аппаратуры, которые «подпирают» их снизу). На частоте $F = 1$ кГц спектральная плотность шума, измеренная при амплитудах возбуждающих колебаний $U_{gm} = 1$ и 2 В и рассчитанная с учетом шумов аппаратуры (см. рис. 4, а и б), составила $7,5 \cdot 10^{-14}$ и $2,0 \cdot 10^{-14}$ Гц $^{-1}$, соответственно. Таким образом, уровень шума во втором случае почти в четыре раза ниже уровня, полученного в первом. Наложение друг на друга нормированных спектров шума, измеренных при разных токах, указывает на один и тот же источник шумов, который их порождает.

Полученные результаты согласуются с данными, опубликованными другими авторами (см. работы [11 – 13]) для СВЧ-транзисторов на быстрых электронах.

Однако при повышенных значениях стокового напряжения, когда $U_d > 15$ В, шум начинает возрастать на анализируемых частотах $F < 1$ кГц и тем значительнее, чем больше значение U_d . Форма его возвышающихся спектров имеет вид, характерный для генерационно-рекомбинационного шума [1 – 4], который с понижением частоты плавно снова склоняется к зависимости вида $1/F$, но уже на более высоком уровне. В этой области частот превалирует источник НЧ-шума иной физической природы.

Обсудим сначала возможную природу «первичного» $(1/F)$ -шума и начнем с более простого случая, когда СВЧ-колебание не подается на затвор.

При напряжении смещения $U_g - U_T \leq 0$ ток стока не возникает, высота подзатворного зазора, сквозь который электроны дрейфуют из истока в сток, равна нулю, а значит сопротивление R подзатворной части канала можно считать бесконечно большим. По мере повышения напряжения, когда $U_g - U_T > 0$, зазор приоткрывается, его высота увеличивается, сопротивление R снижается, и ток, текущий по каналу, растет. Если же сопротивление

$$R(t) = \bar{R} + \Delta R(t) = \bar{R}[1 + r(t)]$$

флуктуирует, то его флуктуации $\Delta R(t)$, порождаемые процессами, протекающими в транзисторе и в отсутствие тока, модулируют ток стока. Эти флуктуации могут порождаться случайными взаимодействиями электронов подзатворной части канала с донорными ловушками [13], энергетические уровни залегания которых находятся ниже уровня Ферми, преимущественно в слое нитрида галлия GaN под каналом. Относительные флуктуации сопротивления $r(t) = \Delta R(t) / \bar{R}$ не зависят от тока, поэтому спектры $\delta S_i^2(F)$ относительных шумов также не зависят от тока: они накладываются друг на друга (см. рис. 4).

В нашем случае, когда на неизменное напряжение смещения $U_g - U_T = 0$ наложено СВЧ-колебание с амплитудой U_{gm} , под высотой подзатворного зазора подразумевается его высота, усредненная за период колебания. И тогда чем больше значение U_{gm} , тем больше высота зазора и тем меньше уровень $(1/F)$ -шума. Именно такое поведение демонстрируют $(1/F)$ -шумы, изображенные на рис. 4: на рис. 4,а интенсивность шума почти вчетверо меньше, чем на рис. 4,б. Снижение уровня шумов при увеличении разности напряжений $U_g - U_T > 0$ типично для транзисторов с высокой подвижностью электронов [12, 13].

Перейдем к источнику генерационно-рекомбинационного шума (ГРШ), который проявляется на частотах $F \leq 1$ кГц при повышенных напряжениях стока $U_d > 15$ В. Если источник ГРШ локализован в какой-либо малой области полупроводникового прибора, то интенсивность его спектра пропорциональна квадрату тока, протекающего через эту область. При этом энергетический спектр, нормированный на квадрат тока, не зависит от тока. Аналогичным образом ведет себя и локализованный источник $(1/F)$ -шума: на рис. 4 видно, что его спектры, измеренные при разных токах, накладываются друг на друга. Но обсуждаемые нами ГРШ ведут себя иначе. На рис. 4,а видно, что ГРШ начинают проявляться при токах $I_d > 15,3$ мА и интенсивность их относительных спектров растет с увеличением U_d .

Изучение физической природы этого источника шума является отдельной непростой задачей и выходит за рамки данного исследования.

Заключение

Рассмотренный микроволновый метод дает возможность измерять НЧ-шумы транзисторов в условиях интенсивных электромагнитных помех, при которых использование низкочастотной измерительной аппаратуры раньше было практически невозможным. Предлагаемый метод едва ли применим в прецизионных физических исследованиях, например, когда анализируется влияние различных технологических операций на шумы приборов. Но метод может быть полезен в тех случаях, когда интенсивность НЧ-шумов исследуемого транзистора выше уровня шумов аппаратуры. Подобные ситуации возможны, например, при изучении влияния на прибор долговременных внешних факторов, таких как температура, радиация, вибрация; когда их постепенное накопление ведет со временем к деградации характеристик прибора. Как известно, деградация всегда сопровождается накоплением различных атомарных дефектов; процесс приводит не к снижению, а к росту шумов транзистора, уровень которых начинает превышать уровень шумов аппаратуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ван дер Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках. М.: Изд-во иностр. лит., 1961. 232 с.
2. Нарышкин А. К., Врачев А. С. Теория низкочастотных шумов. М.: Энергия, 1972. 152 с.
3. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах. М.: Мир, 1986. 399 с.
4. Дьяконова Н. В., Левинштейн М. Е., Румянцев С. Л. Природа объемного шума $1/f$ в GaAs и Si (обзор) // Физика и техника полупроводников. 1991. Т. 25. № 12. С. 2065–2104.
5. Zhao M., Liu X., Wei K., Jin Zh. Low frequency noise measurements as a characterization tool for reliability assessment in AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistors (HEMTs) // Proceedings of 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems. 9–12 June 2015, Sydney, NSW, Australia. 2015. Pp. 181–183.
6. Добров В. А., Козловский В. В., Мещеряков А. В., Усыченко В. Г., Чернова А. С., Шабунина Е. И., Шмидт Н. М. Влияние облучения электронами с энергией 0,9 МэВ на вольт-амперные характеристики и низкочастотные шумы 4H-SiC pin-диодов // Физика и техника полупроводников. 2019. Т. 53. № 4. С. 555–561.
7. Fleetwood D. M. Total-ionizing-dose effects, border traps, and $1/f$ noise in emerging MOS technologies // IEEE Transactions on Nuclear Sciences. 2020. Vol. 67. No. 7. Pp. 1216–1240.
8. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. М.: Мир, 1979. 318 с.
9. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Советское радио, 1966. 728 с.
10. Ковалев А. Н. Транзисторы на основе полупроводниковых гетероструктур. М.: Изд-во “МИСИС”, 2011. 364 с.
11. Andrade M. G. C., Bergamim L. F. D. O., Baptista J. B., Nogueira C. R., Silva F. A., Takakura K., Parvais B., Simoen E. Low-frequency noise investigation of AlGaIn/GaN high-electron-mobility transistors // Solid-State Electronics. 2021. Vol. 183. September. P. 108050.
12. Choi Y. J., Lee J. H., An S. J., Im K. S. Low-frequency noise behavior of AlGaIn/GaN HEMTs with different Al compositions // Crystals. 2020. Vol. 10. No. 9. P. 830.
13. Sai P., Jorudas J., Dub M., et al. Low frequency noise and trap density in GaN/AlGaIn field effect transistors // Applied Physics Letters. 2019. Vol. 115. No. 18. P. 183501.

REFERENCES

1. Van der Ziel A., Fluctuation phenomena in semi-conductors, Butterworths, London, 1959.
2. Naryshkin A. K., Vrachev A. S., Theory of low-frequency noise, Energiya Publishing, Moscow, 1972 (in Russian).
3. Buckingham M. J., Noise in electronic devices and systems, Halsted Press Publisher, Sydney, 1983.
4. Dyakonova N. V., Levinshtein M. E., Rumyantsev S. L., Priroda ob'emnogo shuma $1/f$ v GaAs and Si (obzor) [The nature of volume $1/f$ noise in GaAs and Si (review), Physics & Technology of Semiconductors. 25 (12) (1991) 2065–2104 (in Russian).
5. Zhao M., Liu X., Wei K., Jin Zh., Low frequency noise measurements as a characterization tool for reliability assessment in AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistors (HEMTs), Proc. 2015 IEEE 11th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst., 9–12 June 2015, Sydney, NSW, Australia (2015) 181–183.
6. Dobrov V. A., Kozlovski V. V., Mescheryakov A. V., et al., Effect of electron irradiation with an energy of 0.9 MeV on the I–V characteristics and low-frequency noise in 4H–SiC pin diodes, Semiconduct. 53 (4) (2019) 545–551.
7. Fleetwood D. M., Total-ionizing-dose effects, border traps, and $1/f$ noise in emerging MOS technologies, IEEE Trans. Nucl. Sci. 67 (7) (2020) 1216–1240.
8. Ott H. W., Noise reduction techniques in electronic systems, Second edition, Wiley Interscience, New York, 1988.
9. Levin B. R., Teoretycheskiye osnovy statisticheskoy radionekhniki [The theoretical basis of statistical radio engineering], Sovetskoye Radio Publishing, Moscow, 1966 (in Russian).
10. Kovalev A. N., Tranzistory na osnove poluprovodnikovyykh geterostruktur [Transistors based on semiconductor heterostructures], MISIS Publishing, Moscow, 2011 (in Russian).

11. **Andrade M. G. C., Bergamim L. F. D. O., Baptista J. B., et al.**, Low-frequency noise investigation of AlGa_N/Ga_N high-electron-mobility transistors, *Solid-State Electron.* 183 (Sept) (2021) 108050.
12. **Choi Y. J., Lee J. H., An S. J., Im K. S.**, Low-frequency noise behavior of AlGa_N/Ga_N HEMTs with different Al compositions, *Crystals.* 10 (9) (2020) 830.
13. **Sai P., Jorudas J., Dub M., et al.**, Low frequency noise and trap density in Ga_N/AlGa_N field effect transistors, *Appl. Phys. Lett.* 115 (18) (2019) 183501.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

УСЫЧЕНКО Виктор Георгиевич — доктор физико-математических наук, консультант Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия.

195251, Россия, г. Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29
usychenko@rphf.spbstu.ru
ORCID: 0009-0002-7673-0918

ЧЕРНОВА Анастасия Сергеевна — ассистентка Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия.

195251, Россия, г. Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29
chernova-nastya@mail.ru
ORCID: 0000-0003-1519-0460

THE AUTHORS

USYCHENKO Victor G.

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University
29 Politechnicheskaya St., St. Petersburg, 195251, Russia
usychenko@rphf.spbstu.ru
ORCID:009-0002-7673-0918

CHERNOVA Anastasiya S.

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University
29 Politechnicheskaya St., St. Petersburg, 195251, Russia
chernova-nastya@mail.ru
ORCID: 0000-0003-1519-0460

Статья поступила в редакцию 18.01.2024. Одобрена после рецензирования 21.02.2024. Принята 21.02.2024.

Received 18.01.2024. Approved after reviewing 21.02.2024. Accepted 21.02.2024.