

# Механизмы и особенности детектирования излучения субмиллиметрового диапазона длин волн полевыми транзисторами с коротким двумерным каналом

© М.Л. Орлов<sup>¶</sup>, А.Н. Панин, Л.К. Орлов

Институт физики микроструктур Российской академии наук,  
603950 Нижний Новгород, Россия

(Получена 2 октября 2008 г. Принята к печати 13 октября 2008 г.)

Выполнен анализ детектирующих свойств ряда короткоканальных полевых транзисторов с использованием их стационарных выходных характеристик. Вид рассчитанных зависимостей вольт-ваттной чувствительности от прикладываемых напряжений сопоставляется с соответствующими кривыми, полученными из высоко-частотных измерений. Показано, что наблюдаемый в диапазоне частот 400–750 ГГц немонотонный вид зависимости фоточувствительности полевых гетеротранзисторов от прикладываемых к затвору напряжений не связан с резонансным возбуждением двумерных плазмонов в подзатворной плазме транзистора, а обусловлен изменением характера распределения стационарных полей внутри структуры и, как следствие, с изменением эффективности проявления нерезонансных механизмов нелинейности в электронной подсистеме транзистора с ростом напряжения между затвором и транспортным каналом. Данный вывод подтверждается исследованиями частотных зависимостей фотоотклика в рассматриваемом диапазоне, не обнаруживающих резонансное поведение на частотах, соответствующих положению наблюдаемых максимумов на кривых, измеренных на фиксированной частоте при разных напряжениях на затворе транзистора.

PACS: 72.20.Ht, 72.30.+q, 73.40.-c, 73.50.Mx, 85.30.Pq

## 1. Введение

Параллельно с развитием традиционной техники усиления и преобразования электромагнитных сигналов в литературе активно обсуждаются некоторые новые идеи, одна из которых основана на привлечении для детектирования и генерации электромагнитных сигналов терагерцового (ТГц) диапазона частот резонансных явлений, связанных с возбуждением двумерных плазменных волн в подзатворной электронной плазме транзисторов с коротким каналом [1,2]. В связи с этим значительное число проводимых сегодня исследований связано с поиском на характеристиках излучения и детектирования короткоканальных транзисторов особенностей, которые указывали бы на резонансный характер возбуждения двумерных плазменных волн в его транспортном канале. Однако уже первые опыты по генерации излучения полевыми транзисторами в ближней части ТГц диапазона частот [3,4] показали наличие значительных трудностей, возникающих при попытке возбуждения колебаний в подзатворной плазме, вероятнее всего, связанных с проблематичностью поддержания в эксперименте вполне определенных величин переменного поля и тока на границах канала, требуемых задаваемыми в теории значениями граничных условий. Привлекательность идеи и одновременно трудности ее практической реализации привели к необходимости развития методов диагностики колебаний плазмы в двумерном канале полевого транзистора с целью поиска оптимальных условий их возбуждения.

Наиболее простым способом изучения процессов, проявляющихся в электронной подсистеме изучаемого нелинейного элемента на сверхвысоких частотах, является исследование его выпрямляющих характеристик. При этом наиболее интересный эффект, связанный с возбуждением двумерных плазменных волн в системе, характеризуется появлением „резонансных“ особенностей на вольт-ваттной чувствительности (ВВЧ) детектора на частотах, кратных частоте плазменных колебаний. Система при этом, согласно теории [2], может иметь чрезвычайно высокие значения вольт-ваттной чувствительности в окрестности резонансов при низкой температуре измерений, чего, однако, в реальном эксперименте не наблюдается. При низком уровне выпрямленного сигнала детектирование, обусловленное возбуждением плазменных волн, в том случае, если данный эффект имеет место в рассматриваемой системе, реализуется на фоне проявления иных достаточно разнообразных нерезонансных механизмов нелинейности. Вследствие этого ожидаемые резонансные особенности на характеристиках транзисторного элемента могут быть выявлены надежным способом только при одновременном экспериментальном и теоретическом, с использованием самых разнообразных моделей, изучении зависимостей вольт-ваттной чувствительности нелинейного элемента, как от подаваемых напряжений на систему, так и от частоты падающего излучения. Последние измерения выполнить, однако, в субмиллиметровом диапазоне частот весьма затруднительно из-за отсутствия доступных источников излучения, перестраиваемых по частоте. Поэтому на практике чаще всего идут путем изучения параметрических, чаще всего токовых и полевых, зависимостей фотоотклика короткоканального транзистора типа

<sup>¶</sup> E-mail: orlov@ipm.sci-nnov.ru

HEMT (high-electron-mobility transistor) на терагерцовое излучение заданной частоты.

Для объяснения природы закономерностей, наблюдаемых на выпрямляющих характеристиках транзисторов, в литературе в основном привлекается механизм, связанный с возбуждением двумерных плазменных волн в транспортном канале [5–9]. В отсутствие ярко выраженного эффекта генерации плазменных мод привлечение для объяснения наблюдаемых явлений только механизма Дьяконова–Шура [2] представляется, однако, не совсем корректным. Для достоверного описания природы наблюдаемых на экспериментальных кривых немонотонных зависимостей при низкой вольт-ваттной чувствительности транзисторного детектора, помимо возможного взаимодействия излучения с возбуждаемыми плазменными колебаниями в системе, необходимо учитывать и другие типы нелинейностей, конкуренция между которыми с ростом прикладываемых к структуре внешних полей также может оказывать влияние на вид изучаемых кривых [10]. К наиболее важным из нерезонансных механизмов, кроме нелинейности дрейфовой скорости носителей тока [9], можно отнести градиентную [10] и концентрационную [9,10] нелинейности, наиболее ярко проявляющиеся в канале полевого транзистора при высоком уровне пропускаемых токов, соответствующих, в частности, режиму отсечки канала. Нелинейности „градиентного“ типа связаны с существованием градиента (вдоль транспортного канала) поперечной компоненты электрического поля в транзисторе. В условиях протекания тока возникающий градиент разности потенциалов между затвором и каналом при смещении от истокового контакта к стоковому может явиться причиной появления координатной зависимости ширины двумерного транспортного канала, положения уровней в спектре электронов, их равновесной концентрации и подвижности. Поэтому, чтобы получить более ясное представление о механизмах, ответственных за вид наблюдаемых в эксперименте зависимостей, представляется важным наряду с широко обсуждаемой плазменной моделью [8,9,11] рассмотреть также характер поведения нелинейного отклика полевого транзистора на высокочастотное возмущение на основе более традиционных, в том числе квазистатических моделей, чему способствует и выбор исследуемого диапазона частот, связанного с используемыми перестраиваемыми по частоте генераторами субмиллиметрового диапазона на базе ламп обратной волны (ЛОВ) и отвечающего условию  $\omega\tau_p \leq 1$ , где  $\tau_p$  — время упругого рассеяния электронов.

Полевой транзистор существенно отличается по схеме включения его в измерительную цепь от традиционного диодного детектора. Это может привести к появлению на кривых его вольт-ваттной чувствительности не специфических для диодных структур особенностей, связанных, в частности, с изменением вклада различных механизмов нелинейности в эффект детектирования с ростом продольной и поперечной компоненты электрического

поля в транзисторной структуре. Для короткоканального транзистора это обстоятельство чрезвычайно важно в связи с тем, что продольная компонента поля в канале становится сравнимой по величине с поперечной компонентой, затрудняя возможность использования для оценок приближения плавного канала. С другой стороны, даже в гипотетических условиях проявления плазменного механизма детектирования сигнала немонотонный вид зависимости ВВЧ системы от напряжения  $U_G$ , прикладываемого к затвору транзистора, может быть связан не с резонансом на частоте плазменных колебаний, как это предполагается в подавляющем большинстве публикуемых работ [5–8], а с изменением отношения высокочастотных импедансов на входе и выходе системы с ростом  $U_G$ , т.е. с изменением условий возбуждения плазменных мод в канале транзистора.

## 2. Анализ нелинейного отклика транзисторов с использованием выходных характеристик

С целью выявления общих закономерностей и лучшего понимания наблюдаемых зависимостей в настоящем разделе работы проведен анализ ВВЧ ряда короткоканальных транзисторов на основе их выходных характеристик. При расчетах использованы выходные характеристики короткоканального GaAs/AlGaAs-HEMT, экспериментальные данные которого представлены в работе [11], и полевого транзистора на основе  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.47}\text{Al}_{0.53}\text{As}$ , ранее обсуждавшегося в работах [8,10]. Использование традиционного квазистатического метода для анализа детектирующих свойств нелинейного транзисторного элемента, как показывают оценки, вполне оправдано в диапазоне рассматриваемых далее частот менее 750 ГГц, соответствующих представленным в литературе экспериментам [5–11] с использованием в качестве источников излучения умножителей частоты на базе диодов Ганна. В частности, для наиболее привлекательных транзисторов  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.47}\text{Al}_{0.53}\text{As}$ -HEMT с проводимостью

$$\sigma = \frac{L_{DS}}{W_G d_{ch}} \frac{I_D}{U_D}$$

величина  $\sigma$  принимает значение:  $\sigma \approx 3.5 \cdot 10^4$  См/м. Здесь

$$L_{DS} \approx 1.3 \text{ мкм}, \quad W_G = 50 \text{ мкм}, \quad d_{ch} = 15 \text{ нм},$$

$L_{DS}$ ,  $W_G$ ,  $d_{ch}$  — длина, ширина и толщина транспортного канала соответственно, при выборе на выходных характеристиках транзистора рабочей точки с параметрами

$$U_D = 0.1 \text{ В}, \quad I_D \approx 2 \text{ мА}, \quad U_G = 0,$$

$U_D$  — напряжение между истоком и стоком,  $I_D$  — ток в канале транзистора,  $U_G$  — напряжение на затворе. В результате при  $n_s \approx 5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$  получаем

$\mu_e = \sigma / en \approx 0.65 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$ , что соответствует характерным значениям подвижности электронов в рассматриваемой системе при комнатной температуре. Соответственно для  $\tau_p = m_e \mu_e / e$  при  $m_e \approx 0.04 m_0$  получаем  $\tau_p \approx 0.15 \cdot 10^{-12} \text{ с}$ . Для сравнения приведем данные измерений холловской подвижности электронов  $\mu_e \approx 0.58 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$  при  $T = 293 \text{ К}$  в канале транзисторной структуры  $\text{In}_{0.52}\text{Ga}_{0.48}\text{As}/\text{In}_{0.47}\text{Al}_{0.53}\text{As}$  с близкими к указанным выше значениями проводимости  $\sigma \approx 5.7 \cdot 10^4 \text{ См/м}$  и параметрами

$$d_{\text{ch}} = 40 \text{ нм}, \quad n_s = 5.9 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}, \quad \tau_p \approx 0.12 \cdot 10^{-12} \text{ с}.$$

Найденное время релаксации квазипульса двумерных электронов в канале транзистора несколько ниже значения  $\tau_p$ , полученного на основе измерений низкотемпературной холловской подвижности электронов в аналогичных гетерокомпозициях [12]. Холловские измерения на нашем образце уже при  $T = 77 \text{ К}$  приводят к значениям

$$\sigma \approx 1.27 \cdot 10^5 \text{ См/м}, \quad \mu_e \approx 2.72 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с}),$$

$$n_s \approx 3 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}, \quad \tau_p \approx 0.62 \cdot 10^{-12} \text{ с}.$$

Указанные значения времен релаксации  $\tau_p$  на частотах  $f \approx 0.65 \text{ ТГц}$  приводят к значениям  $\omega \tau_p \approx 0.6$  при  $T = 293 \text{ К}$  и  $\omega \tau_p \approx 2.5$  при  $T = 77 \text{ К}$ . Значения  $\omega \tau_p \leq 1$  при комнатной температуре измерений оправдывают применимость квазистатического приближения, использованного далее для анализа наблюдаемых закономерностей в эффекте детектирования транзистором излучения субмиллиметрового диапазона частот ( $f < 1 \text{ ТГц}$ ).

## 2.1. Вольт-ваттная чувствительность GaAs/AlGaAs-HEMT

Прежде всего проанализируем вид кривых вольт-ваттной чувствительности традиционного GaAs/AlGaAs-HEMT, экспериментальные ВВЧ которого представлены в работе [11].

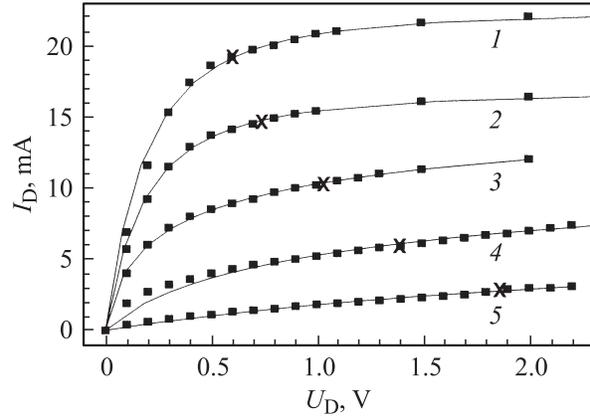
При расчетах будем ориентироваться на выходные характеристики транзистора, описываемые соотношением

$$U_D = \frac{AI_D}{(I_0 - I_D)^n}. \quad (1)$$

Данный вид зависимости достаточно хорошо (сплошные линии) аппроксимирует экспериментальные данные

Значения параметров  $A$ ,  $I_0$  и  $n$  в формуле (1), аппроксимирующей экспериментальные данные на рис. 1 для разных значений  $U_G$

Параметры	$U_G, \text{В}$				
	0	-0.1	-0.2	-0.3	-0.4
$A$	0.0718	0.0904	3395.2	7504.8	1959.3
$I_0$	22.6	16.97	24.125	22.21	18.305
$n$	0.66	0.729	3.98	3.738	2.909



**Рис. 1.** Выходные характеристики GaAs/AlGaAs-транзистора при комнатной температуре (символы — эксперимент [11], крестиками отмечены значения порогового поля аномального роста вольт-ваттной чувствительности, сплошные линии — аппроксимация экспериментальных точек формулой (1) с параметрами, представленными в таблице, для  $U_G, \text{В}$ : 1 — 0, 2 — (-0.1), 3 — (-0.2), 4 — (-0.3), 5 — (-0.4).

(символы) на рис. 1 с параметрами, представленными в таблице. По внешнему виду кривых на рис. 1 можно предположить, что доминирующую роль в формировании вида выходных характеристик играет механизм дрейфовой нелинейности. Расчет вольт-ваттной чувствительности транзистора на внешнее излучение с амплитудой  $u_t = u_0 \cos \omega t$  проведем, используя его выходные характеристики  $I_D(U_D)$  (рис. 1) и следующие соотношения:

$$\begin{aligned} I(U_D + u_t) &= I_D(U_D) + \frac{\partial I_D}{\partial U_D} u_t + 0.5 \frac{\partial^2 I_D}{\partial U_D^2} u_t^2 \\ &= I_D(U_D) + \sigma u_t + 0.5 \Xi u_t^2. \end{aligned} \quad (2)$$

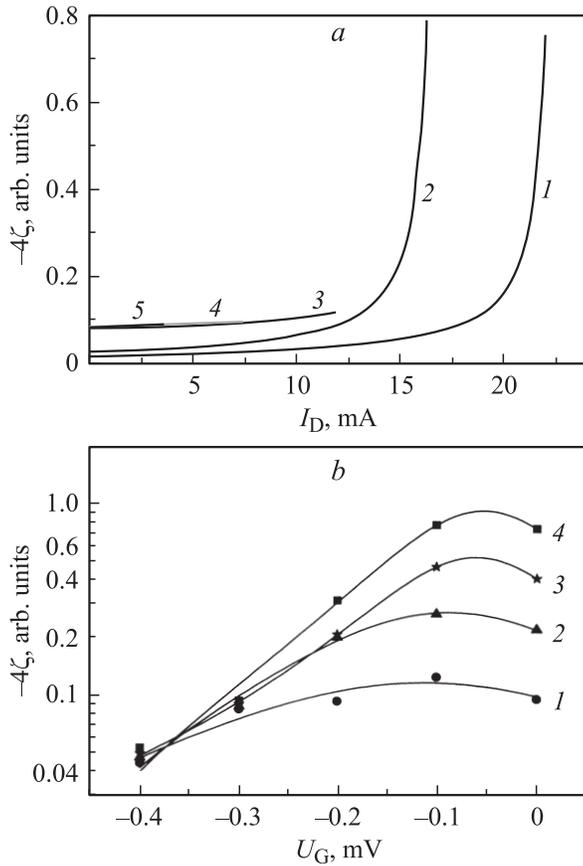
В условиях пренебрежения падением напряжения на контактах после усреднения выражения (2) по периоду переменного монохроматического поля, для выпрямленного тока  $\Delta I$ , определяемого второй производной по амплитуде слабого сигнала, получим

$$\Delta I = \frac{1}{4} \frac{\partial^2 I_D}{\partial U_D^2} u_0^2. \quad (3)$$

В дальнейшем будем рассматривать только вольт-ваттную чувствительность структуры, определяемую соотношением

$$\xi \left( \frac{\text{В}}{\text{Вт}} \right) = \frac{\Delta I}{\sigma^2 u_0^2} = \frac{\Xi}{4\sigma^2}. \quad (4)$$

Представление вольт-амперной характеристики (ВАХ) в конкретном виде (1) для GaAs/GaAlAs-структуры позволяет легко провести вычисления коэффициентов в разложении тока (2), (3) и найти зависимость отклика



**Рис. 2.** Зависимости вольт-ваттной чувствительности GaAs/GaAlAs-транзистора: *a* — от величины пропускаемого тока  $I_D$  при  $U_G$ , В: 1 — 0, 2 — (-0.1), 3 — (-0.2), 4 — (-0.3), 5 — (-0.4). *b* — от напряжения на затворе  $U_G$  при  $I_D$ , мА: 1 — 0.5, 2 — 1, 3 — 1.5, 4 — 2. Сплошные линии — аппроксимация рассчитанных точек лоренцевыми кривыми.

системы  $\Delta U$  на высокочастотное излучение от величины тока  $I_D$ :

$$\Delta U = R\Delta I = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_D}\right)^{-1} \Delta I = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_D}\right)^{-1} \frac{\partial^2 I_D}{\partial U_D^2} \frac{u_0^2}{4}, \quad (5)$$

где

$$\frac{\partial I_D}{\partial U_D} = \frac{(I_0 - I_D)^{n+1}}{A[I_0 + (n - 1)I_D]}, \quad (6)$$

$$\frac{\partial^2 I_D}{\partial U_D^2} = -n(I_0 - I_D)^{2n+1} \frac{2I_0 + (n - 1)I_D}{A^2[I_0 + (n - 1)I_D]^3}. \quad (7)$$

Выходные характеристики транзистора для разных уровней тока  $I_D$ , задаваемого напряжением на затворе  $U_G = 0, -0.1, -0.2, -0.3, -0.4$  В, приведены на рис. 1. Проводимость системы с ростом тока, пропускаемого через образец (с ростом напряжения  $U_D$ ), монотонно уменьшается. Зависимость ВВЧ транзистора  $\xi$  от величины выходного тока  $I_D$ , определяемая формулой (4) и показанная на рис. 2, *a*, нарастает с ростом тока, что неоднократно отмечалось в экспериментах. Зависимость высокочастотного отклика от напряжения на затворе  $U_G$

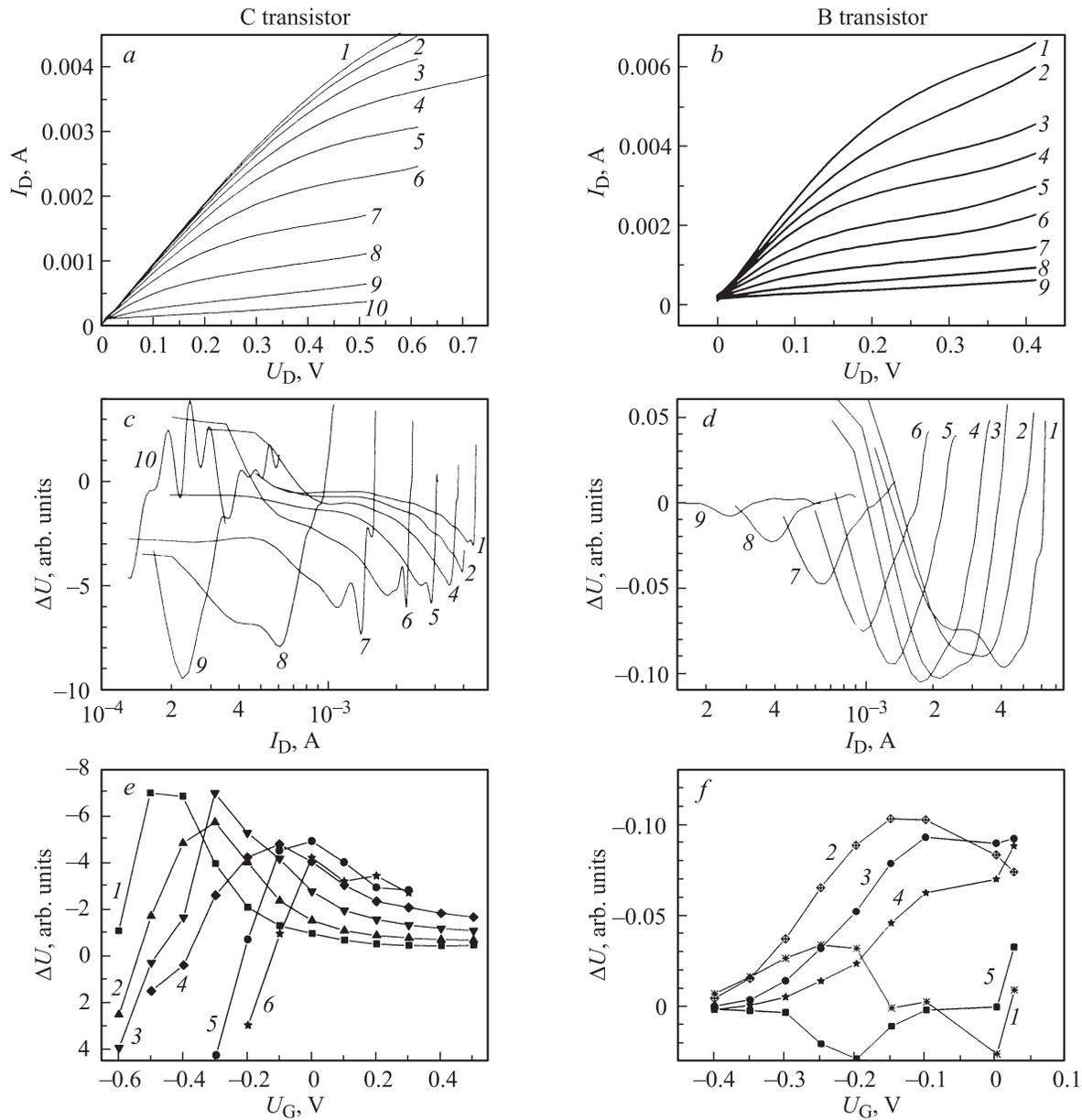
ведет себя немонотонным образом, что на качественном уровне следует и из вида проходной характеристики транзистора. Характер поведения зависимостей  $\Delta U(U_G)$  на рис. 2, *b* качественно согласуется с видом измеренных кривых [11], указывая на то, что аппроксимация экспериментальных данных простой зависимостью типа (1), согласуясь с общим видом ВАХ (рис. 1), может отражать и особенности немонотонного поведения кривых вольт-ваттной чувствительности транзистора  $\xi$ , наблюдаемые в высокочастотном эксперименте.

## 2.2. Вольт-ваттная чувствительность $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Al}_{0.47}\text{As}$ -HEMT

Для оценок ВВЧ  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.47}\text{Al}_{0.53}\text{As}$ -транзистора воспользуемся экспериментальными значениями выходных характеристик транзисторов, измеренные ВВЧ которых обсуждались ранее в работах [8,10]. Вид выходных характеристик двух транзисторов В и С после многократного усреднения с помощью процедуры сглаживания методом FFT-фильтрации экспериментальных данных приведен на рис. 3, *a, b*. Необходимо заметить, что экспериментальные ВАХ для данной системы нам не удалось точно аппроксимировать какой-либо формулой, подобной формуле (1).

Зависимости выпрямленного  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Al}_{0.47}\text{As}$ -транзисторами В и С сигнала от величины тока  $I_D$ , определяемого из рис. 3, *a, b* по формулам (3) и (5), представлена на рис. 3, *c, d* соответственно. Номера кривых на рис. 3, *c, d* соответствуют номерам кривых на рис. 3, *a, b*. Величина ВВЧ, полученная на основе выходных характеристик транзисторов, характеризуется немонотонным поведением выпрямленного напряжения и ростом отклика по абсолютной величине с ростом величины пропускаемого тока в окрестности его максимальных значений.

На рис. 4, *a* проведено качественное сопоставление вида экспериментальных зависимостей  $\Delta U(I_D)$ , найденных из высокочастотного эксперимента (см., например, работу [10]), с теоретическими кривыми, полученными из анализа выходных характеристик (рис. 3, *a*) транзистора С. Необходимо отметить, что использование в высокочастотном эксперименте синхронного детектирования не позволило нам установить знак выпрямленного напряжения. Более того, измерения ВАХ и ВВЧ системы выполнены с использованием транзисторов одной серии, имеющих близкие выходные характеристики, но отличающихся уровнем токов, пропускаемых по каналу при заданных напряжениях на контактах, что приводило для разных транзисторов к смещению кривых. Сопоставление теоретических и экспериментальных зависимостей на рис. 4, *a* показывает, что наблюдаемый в эксперименте на частотах до 1 ТГц рост вольт-ваттной чувствительности с ростом тока в канале транзистора, вероятнее всего связан с нерезонансными механизмами, ответственными за нелинейный вид выходных характеристик транзисто-



**Рис. 3.** Выходные характеристики  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Al}_{0.47}\text{As}$ -транзисторов С (*a*) и В (*b*) при комнатной температуре после многократного сглаживания экспериментальных точек с помощью метода FFT-фильтрации. Зависимости выпрямленного  $\text{InGaAs}/\text{InAlAs}$ -транзисторами С (*c, e*) и В (*d, f*) напряжения  $\Delta U$  от величины тока  $I_D$  (*c, d*) и от напряжения на затворе  $U_G$  (*e, f*).  $U_G$  равно (сверху вниз): *a, c* — от 0.3 (*1*) до  $-0.6$  В (*10*) с интервалом  $-0.1$  В; *b, d* —  $U_G = 25$  мВ (*1*), 0 (*2*),  $-0.1$  В (*3*) и далее с интервалом  $-0.05$  В; напряжение на стоковом контакте на рис. *e*  $U_D$ , В: *1* — 0.1, *2* — 0.2, *3* — 0.3, *4* — 0.4, *5* — 0.5, *6* — 0.55; на рис. *f* —  $U_D$ , В: *1* — 0.05, *2* — 0.1, *3* — 0.15, *4* — 0.2, *5* — 0.3.

ра, что отмечалось, в частности, в работах [9,10], исходя из анализа более конкретизированных моделей.

В связи с поиском на высокочастотных характеристиках транзистора особенностей, связанных с резонансным возбуждением в его электронной подсистеме двумерных плазменных волн, наиболее обсуждаемыми в литературе являются зависимости высокочастотного фотоотклика нелинейного элемента от напряжения на затворе  $U_G$  [5–8], задающего концентрацию электронов и соответственно резонансную частоту  $\omega_0$  колебаний элект-

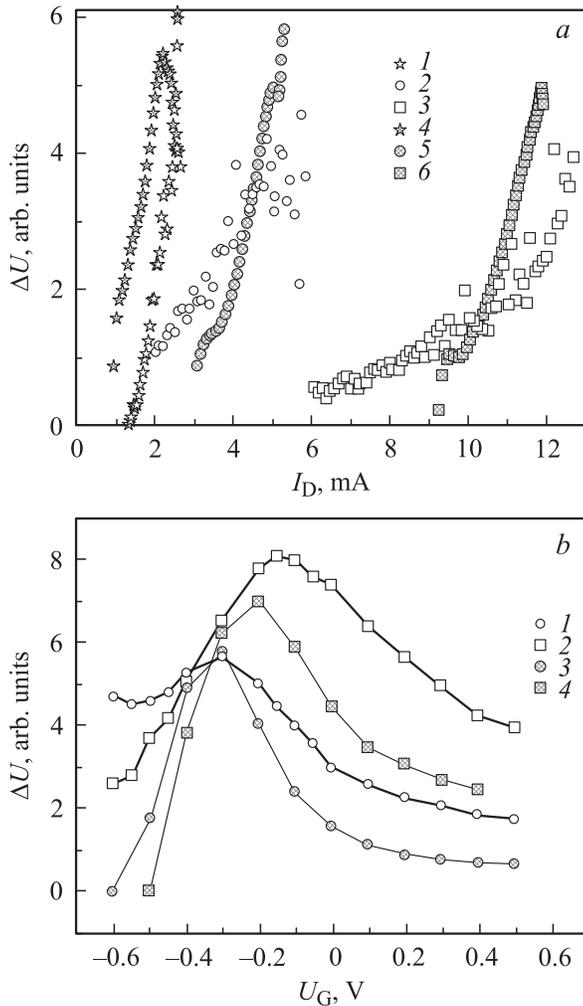
тронной плазмы в канале транзистора в соответствии с соотношением

$$\Delta U \approx \frac{1}{1 + (\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{eff}}^2}, \quad (8)$$

где плазменная частота

$$\omega_0 = 2\pi s \left( 1 - \frac{v_0^2}{s^2} \right) / 4L_G^*,$$

$s \approx (e^2 n_s / C m^*)^{1/2}$  — скорость плазменной волны,  $n_s = C U_G / e$  — поверхностная концентрация электронов



**Рис. 4.** Нелинейный отклик InGaAs/InAlAs-транзистора: *a* — зависимости вольт-ваттной чувствительности от тока  $I_D$  при  $U_G$ , В: 1, 4 — (−0.2), 2, 5 — (−0.1); 3, 6 — 0. 1–3 — эксперимент [10], 4–6 — расчет. *b* — зависимости вольт-ваттной чувствительности от  $U_G$ : 1, 2 — эксперимент [10]; 3, 4 — расчет.  $U_D$ , В: 1, 3 — 0.2; 2, 4 — 0.4.

в канале,  $v_0$  — скорость дрейфа носителей,  $C$  — удельная емкость затвора,  $L_G^*$  — эффективная длина затвора транзистора,  $\tau_{\text{eff}}$  — эффективное время релаксации квазиимпульса [9].

Изменение напряжения на затворе транзистора, однако, не только меняет концентрацию носителей заряда в электронном канале, но и приводит, как видно, в частности, из рис. 5, к изменению распределения полей вдоль и поперек транзисторной структуры и соответственно не только к изменению концентрации вдоль длины канала, но и к изменению вкладов различных нерезонансных механизмов нелинейности в общую нелинейность системы. Кривые на рис. 5 получены путем интегрирования уравнения Пуассона в предположении постоянства тока  $I = e\mu n(x)S(x)E(x) = \text{const}$  вдоль всей длины транспортного канала транзистора с площадью

сечения  $S = ad(x)$ :

$$x = \int_{E_0}^E \left\{ \frac{1}{E} \frac{1 + \beta(E_0/E^* - 2E/E^*)}{(I/I^*)(1 + (E/E^*)^n)} - \frac{E}{E^*} \left[ 1 + \beta \left( \frac{E_0}{E^*} - \frac{E}{E^*} \right) \right] \exp \left[ \gamma \left( \frac{E_0}{E^*} - \frac{E}{E^*} \right) \right] \right\} dE. \quad (9)$$

При выводе формулы (9) подвижность электронов  $\mu(E)$  в канале транзистора выбиралась в следующем виде:

$$\mu(E) = \frac{\mu_0}{1 + (E/E^*)^n},$$

где  $n = 1(2)$ . Другие параметры в соответствии с моделью, представленной в работе [10], выбирались равными:  $I^* = en_0\mu_0S_0E^*$  — ток насыщения,

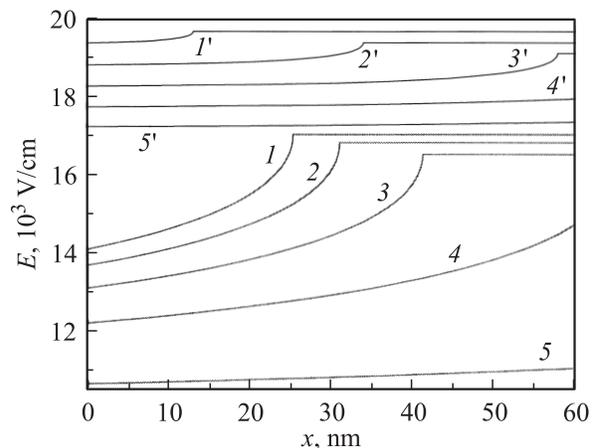
$$d(E) = d \left[ 1 + \beta \left( \frac{E_0}{E^*} - \frac{E}{E^*} \right) \right]$$

— толщина канала,  $L_{\text{ch}}$  и  $a$  — его длина и ширина соответственно,

$$n_0(E) = n_0 \exp \left[ \gamma \left( \frac{E_0}{E^*} - \frac{E}{E^*} \right) \right]$$

— равновесная концентрация электронов в канале,  $E^*$  — критическое поле нелинейности электронной подсистемы,  $E_0$  — скачок поля на левой границе канала, обусловленный разностью ширины канала и области контакта,  $S_0 = S(x = 0)$ .

Вследствие сказанного немонотонный характер зависимости  $\Delta U(U_G)$  может проявляться и вдали от резонансной частоты  $\omega_0$ . Чтобы оценить возможность возникновения такой ситуации в системе, нами были рассчитаны зависимости нелинейного высокочастотного



**Рис. 5.** Распределения поля вдоль длины канала транзистора, найденные из уравнения Пуассона в рамках модели, представленной в работе [10], для разных значений тока, протекающего по структуре  $I$ , мА: 1, 1' — 0.33; 2, 2' — 0.327; 3, 3' — 0.323; 4, 4' — 0.32; 5, 5' — 0.317 при  $n = 1$  (кривые 1'–5'),  $n = 2$  (кривые 1–5).  $L_{\text{ch}} = 60$  нм,  $E^* = 10^4$  В/см,  $\beta = 0.5$ ,  $\gamma = 1$ .

отклика транзистора от напряжения  $U_G$  в квазистатическом приближении с использованием его выходных характеристик (рис. 3, *a, b*). Результаты расчета приведены на рис. 3, *e, f* для нескольких значений напряжений на стоковом контакте  $U_D(B)$ . Полученные на основании выходных характеристик зависимости  $\Delta U(U_G)$  (рис. 4, *b*) сопоставляются с аналогичными зависимостями, наблюдаемыми в эксперименте [8,10]. Из рис. 3, *e, f* и рис. 4, *b* следует, что отклик системы на высокочастотное возмущение, найденный в квазистатическом приближении на основе анализа проходных характеристик транзистора, в зависимости от напряжения на затворе имеет вид кривой с максимумом. Полученные зависимости (рис. 3, *e, f*) и характер их поведения качественно согласуется с видом кривых выпрямленного сигнала, наблюдаемого в эксперименте на высоких частотах (400–700 ГГц) [8,10].

Таким образом, в отсутствие высокой вольт-ваттной чувствительности исследуемых структур, которая могла бы проявиться в условиях реализации плазменного механизма детектирования [2], проведенный выше на основе статических ВАХ анализ ВВЧ образцов показывает, что наблюдаемые в зависимости от  $U_G$  на кривых высокочастотного отклика особенности [5–8] могут быть и не связаны с плазменным резонансом, как это предполагается в подавляющем большинстве опубликованных на сегодняшний день работ (см., например, [5–9,11]). Обсуждаемые закономерности легко объясняются простым изменением вклада в нелинейный отклик системы нерезонансных механизмов нелинейности вследствие изменения продольной и поперечной компоненты электрического поля в плоскости структуры с ростом напряжения на затворе транзистора. Очевидно, что окончательный вывод о природе наблюдаемых закономерностей и о возможности проявления эффекта резонансной плазменной генерации может дать только изучение частотных зависимостей фотоотклика системы при заданных значениях напряжений, прикладываемых к транзистору.

### 3. Частотные характеристики транзисторного InGaAs/InAlAs-детектора

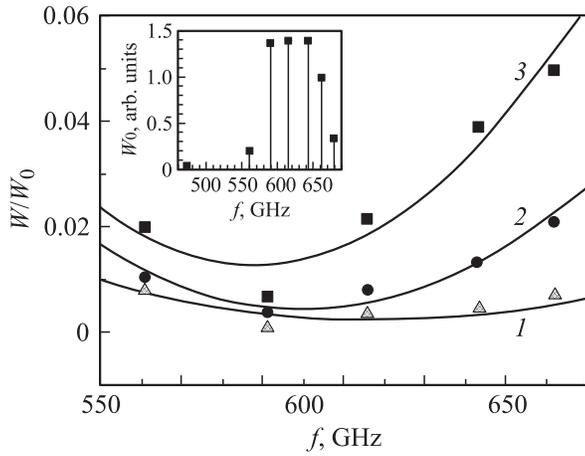
Как было показано выше, проводимые в подавляющем большинстве работ на предмет наблюдения в транзисторе резонансного эффекта, связанного с возбуждением в подзатворной плазме двумерных плазмонов, исследования зависимости нелинейного высокочастотного отклика от изменения напряжения на затворе  $U_G$  не позволяют указать единственно возможный механизм, который мог бы однозначно нести ответственность за наблюдаемые в эксперименте явления. Достоверная информация о реализации в системе резонансного плазменного механизма может быть получена только из анализа частотных зависимостей выпрямленного сигнала при заданных напряжениях на контактах транзистора. В частности,

предполагаемый в работах [8,9] эффект плазменного резонанса в системе мог бы быть подтвержден при совпадении положения резонансных пиков на зависимостях  $\Delta U(U_G)$  и  $\Delta U(\omega)$  при прочих равных условиях. Должно выполняться равенство  $\omega_0 = \omega$ , где  $\omega_0$  определяется из положения максимума на кривой  $\Delta U(U_G)$  при  $\omega = \text{const}$ . Резонансная частота  $\omega$  находится из положения резонансного пика на частотной зависимости  $\Delta U(\omega)$  при  $U_G = U_G(\omega_0) = \text{const}$ .

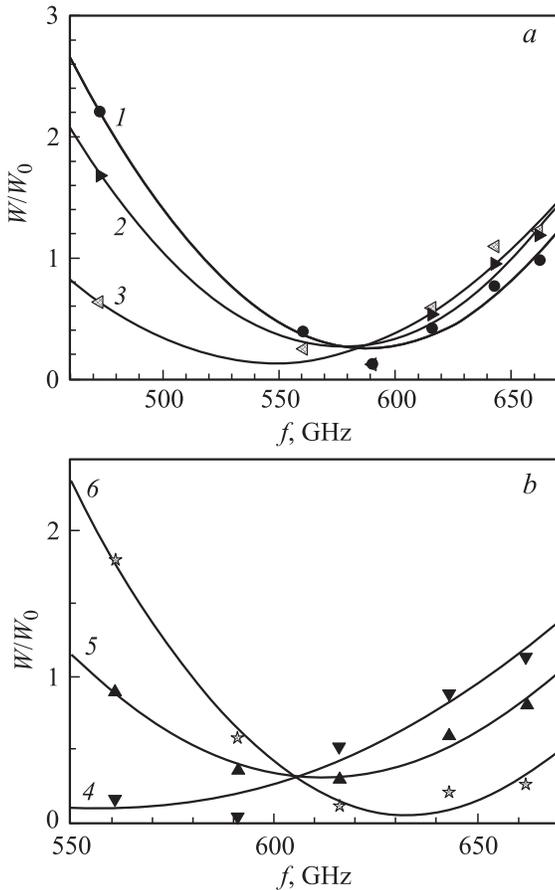
Решение данной задачи в рассматриваемом диапазоне частот, однако, затруднено в силу ряда обстоятельств, главное из которых связано с трудностью перестройки рабочей частоты используемых источников излучения, в качестве которых ранее наиболее часто выбирались умножители гармоник, выполненные на диоде Ганна [5–7]. Более удобной является методика, использованная в работе [8], где в качестве источника излучения были использованы высокочастотные перестраиваемые генераторы на базе ламп обратной волны (ЛОВ), позволяющие, хотя и не без проблем, наблюдать характер поведения зависимости выпрямленного сигнала от частоты излучения.

Для выявления частотной дисперсии в системе ранее в работе [8] были проведены измерения на трех достаточно близких частотах генератора: 473, 616 и 679 ГГц. Выбор конкретных указанных частот генератора обусловлен сложным видом амплитудно-частотной характеристики данного типа устройств. Используемые частоты соответствовали максимумам излучаемой мощности в диапазонах частот, близких к указанным значениям, и могли быть использованы для оценки частотных характеристик приемного устройства. В качестве критерия наблюдения эффекта плазменной генерации в данной работе [8], как и в работах, использующих другие типы транзисторов [5–7], рассматривалась, однако, только обсуждаемая выше зависимость фотоотклика  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ -транзистора от напряжения на затворе  $U_G$ . Для большинства транзисторов на фоне нерезонансного отклика наблюдался широкий резонансный пик, смещающийся в область меньших по модулю отрицательных напряжений на затворе с ростом частоты сигнала. Большей частоте принимаемого излучения соответствовала большая величина сдвига кривых, что послужило основой для вывода о доминирующей роли эффекта плазменного резонанса в формировании вида наблюдаемых закономерностей. Максимум фототока (см., например, [8]) наблюдался на частотах 616 и 679 ГГц при  $U_G = -0.1$  и  $-0.05$  В соответственно.

В плане исследуемых резонансов более информативными и простыми для обсуждения, как уже подчеркивалось выше, могли бы оказаться частотные зависимости нелинейного отклика приемного элемента. В связи с этим на рис. 6, 7 на основании данных, представленных в работе [8], дополненных результатами измерений на промежуточных частотах, представлена серия кривых, описывающая зависимость фотоотклика системы от частоты



**Рис. 6.** Фотоотклик  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ -транзистора как функция частоты генератора  $f$  для напряжений на стоке  $U_D$ , В: 1 — 0.1, 2 — 0.2, 3 — 0.3 при значении напряжения на затворе  $U_G = 0$ . Кривые фоточувствительности  $W$  отнесены к мощности лампы  $W_0$ , амплитудно-частотная характеристика которой приведена на вставке к рисунку.



**Рис. 7.** Фотоотклик  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ -транзистора, приведенный к интенсивности лампы ЛОВ-74, как функция частоты генератора  $f$  для напряжений на затворе  $U_G$ , В: 1 — 0, 2 — (-0.05), 3 — (-0.1), 4 — (-0.15), 5 — (-0.2), 6 — (-0.25) при фиксированном значении напряжения между истоком и стоком, равном  $U_D = 0.3$  В.

падающего излучения для нескольких значений напряжения на затворе и стоке транзистора. В частности, на рис. 6 приведен фотоотклик  $\text{In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ -транзистора в зависимости от частоты излучения для напряжений на стоковом контакте  $U_D$ , равных 0.1, 0.2 и 0.3 В при фиксированном значении напряжения на затворе  $U_G = 0$ . Сплошные линии здесь — аппроксимация экспериментальных точек полиномиальной зависимостью 2-го порядка. Здесь и далее детектируемая транзистором мощность  $W$  отнесена к мощности  $W_0$  генератора на базе лампы обратной волны ЛОВ-74, измеренной на тех же частотах излучения с использованием терморезистивного измерителя мощности МЗ-22А. Соответствующий спектр излучения генератора в окрестности ряда фиксированных частот приведен на вставке к рис. 6. Огибающая частотной зависимости генератора сигнала характеризуется широкой полосой с близкими значениями максимальной излучаемой мощности на выделенных частотах в диапазоне 580–650 ГГц. При использовании в качестве детектора полевого транзистора, последний также рассматривался как терморезистивный элемент.

Частотные зависимости детектируемого сигнала при разных значениях напряжения на затворе транзистора представлены на рис. 7. Из этих зависимостей также следует, что в диапазоне частот 450–600 ГГц имеет место спад фоточувствительности транзистора с ростом частоты, что характерно для нелинейных элементов, работающих в квазистатическом режиме (диоды Шоттки, приемники на разогретой фотопроводимости (РФП)). В районе выше 600 ГГц (см. рис. 6, 7) наблюдается рост фоточувствительности транзисторного детектора с ростом частоты излучения. Зависимость ВВЧ диода Шоттки, как известно, падает с ростом частоты как  $1/\omega^2$ , фоточувствительность приемников на РФП уменьшается еще более быстрыми темпами [13].

В работах [5–11] немонотонный ход зависимости выпрямленного сигнала от напряжения на затворе транзистора при фиксированной частоте излучения объясняется проявлением эффекта плазменного резонанса в системе двумерных электронов. В окрестности резонанса, в рамках плазменной модели [2], выпрямленный сигнал описывается соотношением (8). Резонансный сигнал уменьшается по мере увеличения (по абсолютной величине) прикладываемого к затвору отрицательного напряжения, т. е. с уменьшением концентрации электронов в подзатворной области. При напряжениях на затворе, приближающихся к напряжению отсечки  $U_{\text{thr}} = -0.4$  В, резонансный характер зависимости становится менее выраженным [8], так как поле в канале достигает максимального значения.

Очевидно, что если бы данная модель соответствовала эксперименту, то на частотной зависимости фототока проявлялся бы резонанс на частоте  $\omega = \omega_0$ . На наблюдаемых частотных зависимостях (рис. 6, 7) в диапазоне частот 550–700 ГГц, однако, какие-либо резонансные особенности отсутствуют. Отсутствие резонансной особенности на кривых в указанном диапазоне частот

подтверждает вывод о доминирующем вкладе нерезонансных механизмов нелинейности в формировании особенностей, наблюдаемых в рассматриваемом частотном диапазоне на полевых зависимостях фотоотклика [8,10].

#### 4. Заключение

Наблюдаемый на рис. 6, 7 рост фоточувствительности с ростом частоты излучения в районе выше 600 ГГц явно зависит не только от частоты, но и от прикладываемых к транзистору напряжений и пропускаемого тока, поэтому он никак не может быть связан с какими-либо интерференционными эффектами в структуре, часто предлагаемыми в качестве альтернативы предлагаемому механизмам. В случае одномодового состава спектра, излучаемого лампой, наблюдаемую частотную зависимость можно было бы связать с увеличением поглощения принимаемого излучения электронной подсистемой транзистора на краю полосы частот, соответствующих диапазону собственных колебаний электронной плазмы в транспортном канале. Величина резонансной плазменной частоты в системе по разным оценкам приблизительно равна значению  $f_0 \approx 1.6$  ТГц, что согласуется с многочисленными данными по наблюдению терагерцового излучения из полупроводниковых систем. В диапазоне 1–3 ТГц оно традиционно связывается с плазмонными либо плазмон-фононными модами [3,4,14,15]. Однако этот вывод не может быть сделан с абсолютной уверенностью из-за использования квазиоптической схемы измерений и многомодового состава спектра генератора, обуславливающего непредсказуемый характер распределения электромагнитного поля вблизи изучаемого объекта на разных частотах. Отсутствие скачков выпрямленного напряжения на транзисторе, которые можно было бы ожидать при изменении типа моды (разные моды имеют разную интенсивность) при переходе с одной частоты излучения сигнала лампой на другую частоту, указывает, однако, на то, что в рассматриваемом эксперименте, вероятнее всего, на разных частотах мы имеем дело только с одной основной модой излучения.

В заключение авторы выражают благодарность Ю.А. Романову, В.И. Гавриленко и В.Л. Ваксу за обсуждение результатов работы и А.А. Андронову за критические замечания.

#### Список литературы

- [1] M. Diyakonov, M. Shur. Phys. Rev. Lett., **71** (15), 2465 (1993).
- [2] M. Dyakonov, M. Shur. IEEE. Trans. Electron. Dev., **43** (3), 380 (1996).
- [3] J. Lusakovski, W. Knap, N. Dyakonova, L. Varani, J. Mateos, T. Gonzales, Y. Roelens, S. Bollaert, A. Cappy, K. Karpierz. J. Appl. Phys., **97** (6), 064 307 (2005).
- [4] W. Knap, J. Lusakowski, T. Parenty, S. Bollaert, A. Cappy, V.V. Popov, M.S. Shur. Appl. Phys. Lett., **84** (13), 2331 (2004).
- [5] W. Knap, Y. Deng, S. Romyantsev, M.S. Shur. Appl. Phys. Lett., **81** (24), 4637 (2002).
- [6] W. Knap, V. Kachorovskii, Y. Deng, S. Romyantsev, J.Q.R. Gaska, G. Simin, X. Hu, M.A. Khan, C.A. Saylor, L.C. Brunel. J. Appl. Phys., **91** (11), 9346 (2002).
- [7] A.B. Антонов, В.И. Гавриленко, Е.В. Демидов, С.В. Морозов, Ф.Ф. Дубинов, J. Lusakovski, W. Knap, N. Dyakonova, E. Kaminska, A. Piotrovskia, K. Galaszevska, M.S. Shur. ФТТ, **46** (1), 146 (2004).
- [8] F. Teppe, M. Orlov, A.El. Fatimy, A. Tiberj, W. Knap, J. Torres, V. Gavrilenko, A. Shchepetov, Y. Roelens, S. Bollaert. Appl. Phys. Lett., **89**, 222 109 (2006).
- [9] D. Veksler, F. Teppe, A.P. Dmitriev, V.Yu. Kachorovskii, W. Knap, M.S. Shur. Phys. Rev. B, **73**, 125 328 (2006).
- [10] М.Л. Орлов. ФТП, **42** (3), 346 (2008).
- [11] F. Teppe, W. Knap, D. Veksler, M.S. Shur, A.P. Dmitriev, V.Yu. Kocharovskii, S. Rumayntsev. Appl. Phys. Lett., **87**, 052 107 (2005).
- [12] E. Diez, Y.P. Chen, S. Avesque, M. Hilke, E. Peled, D. Shahar, J.M. Cerveró, D.L. Sivco, A.Y. Cho. Appl. Phys. Lett., **88**, 052 107 (2006).
- [13] Р.А. Валитов, Б.И. Макаренко. *Измерения на субмиллиметровых волнах* (М., Радио и связь, 1984) гл. 2.
- [14] K. Mizoguchi, T. Furuichi, O. Kojima, M. Nakayama, S. Saito, A. Syouji, K. Sakai. Appl. Phys. Lett., **87**, 093 102 (2005).
- [15] M. Tani, R. Fukasawa, H. Abe, S. Matsuura, K. Sakai, S. Nakashima. J. Appl. Phys., **83**, 2473 (1998).

Редактор Т.А. Полянская

#### Mechanisms and peculiarities of a submillimeter waves detection with the short channel field effect transistors

M.L. Orlov, A.N. Panin, L.K. Orlov

Institute for Physics of Microstructures,  
Russian Academy of Sciences,  
603950 Nizhnii Novgorod, Russia

**Abstract** We analyze the detection properties of some short channel field effect transistors using their stationary output characteristics. The calculated dependencies of the voltage-watt sensitivity from applied voltage are compared with the similar curves obtained from high-frequency measurements. It is shown that a nonmonotonic view of the transistor photosensitivity dependencies from a voltage on a gate is not connected with the resonance excitation of the two dimensional plasmons into a transistor plasma under its gate. It is caused with the change of stationary field's distribution inside structure or else with the change of efficiency of nonresonance nonlinearity mechanisms in transistor electron subsystem with the voltage growth between a gate and transport channel. This conclusion in the considered range is confirmed by the investigations of the frequency dependencies for a photoresponse which does not observed the resonance behavior on the frequencies corresponding the position the observed picks on the curves obtained on fixed frequency at different voltage on the transistor gate.