

## Кремниевые полевые транзисторы как приемники излучения суб-ТГц диапазона

© Д.Б. Бут<sup>¶</sup>, А.Г. Голенков, Ф.Ф. Сизов, Н.В. Сахно, С.В. Коринец,  
Ж.В. Гуменюк-Сычевская, В.П. Рева, С.Г. Бунчук

Институт физики полупроводников им. В.Е. Лашкарева Национальной академии наук Украины,  
03028 Киев, Украина

(Получена 27 октября 2011 г. Принята к печати 7 ноября 2011 г.)

Исследован нерезонансный отклик кремниевых метал–оксид–полупроводниковых полевых транзисторов (Si-MOSFET) с длинным каналом (1–20 мкм) на излучение частотного диапазона 43–135 ГГц. Транзисторы были изготовлены по 1-мкм-проектным нормам стандартной КМОП технологии. Проведены оценки вольт-ваттной чувствительности и эквивалентной мощности шума таких приемников с учетом рассчитанной эффективной площади детектирующего элемента. Показано, что такие транзисторы могут работать при комнатной температуре как широкополосные приемники прямого детектирования суб-ТГц излучения. Для диапазона длин волн 4–5 мм их вольт-ваттная чувствительность может достигать десятков кВ/Вт, а эквивалентная шуму мощность  $10^{-11}$ – $10^{-12}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Параметры исследуемых приемников можно улучшить с помощью оптимизированных планарных антенн.

### 1. Введение

В технологиях ТГц (терагерцового) диапазона спектра (частоты  $\sim 0.1$ – $10$  ТГц [1]) приемники излучения привлекают большое внимание как исследователей, так и разработчиков. Это связано с практическим потенциалом применения ТГц технологий в таких областях как медицина, астрономия, системы безопасности, средства неразрушающего контроля и др. ТГц излучение является в определенной мере альтернативой рентгеновским технологиям, поскольку многие материалы (пластики, ткани, бумага и др.) прозрачны в этом спектральном диапазоне или имеют характерные полосы поглощения. Кроме того ТГц излучение в отличие от рентгеновского является неионизирующим. На сегодняшний день существует много типов ТГц приемников излучения, имеющих достаточно высокую чувствительность, в основном в области криогенных температур [1]. Проблема создания неохлаждаемых эффективных приемников излучения, например, для систем видения и спектроскопии ТГц/суб-ТГц излучения является одной из ключевых задач в этой области.

Среди большого разнообразия предложенных и реализованных приемников для ТГц диапазона (см., например, [1]) за последние два десятилетия концепция ТГц приемников, основанная на возбуждении плазменных колебаний в двумерном электронном газе (2DEG, two-dimensional electron gas) в интегральных полевых транзисторах, выглядит одной из наиболее привлекательных, так как позволяет реализовать высокочувствительные детекторы для данной спектральной области [2–4].

Такой тип приемников возможно изготавливать по кремниевой технологии в стандартном технологическом процессе совместно с интегральными схемами считывания/обработки сигналов [5]. Идея использования FETs

(field effect transistors) для излучения и приема ТГц излучения была предложена в [6,7]. По расчетным данным в работе [4] для резонансного случая детектирования чувствительность приемников ТГц излучения на основе кремния может достигать нескольких кВ/Вт при длинах канала транзистора 0.025, 0.05 и 0.1 мкм, для частоты падающего излучения 4 ТГц при комнатной температуре.

Несмотря на детальное теоретическое описание возникновения плазменных колебаний 2DEG в канале транзистора [8] точный физический механизм, приводящий к связи принятого сигнала с плазменными колебаниями, остается не до конца изученным. Например, в работе [9] проводится анализ детектирующих свойств короткоканальных полевых транзисторов на основе GaAs с высокой подвижностью носителей в диапазоне частот 400–750 ГГц, где ожидалось получить резонансный сигнал от приемника. Однако авторам не удалось получить чисто резонансный режим работы приемника.

Целью нашей работы было исследование широкополосных приемников на основе кремниевых метал–оксид–полупроводниковых полевых транзисторов (Si-MOSFET, silicon metal–oxide–semiconductor FETs) для регистрации суб-ТГц излучения в частотном диапазоне 53–78 ГГц, а также на частотах 43.44 и 135.8 ГГц. Проведены оценки вольт-ваттной чувствительности и эквивалентной мощности шума таких приемников с учетом данных по численному моделированию антенны.

### 2. Структура приемника на основе MOSFET и методика эксперимента

В проведенных исследованиях в качестве приемников суб-ТГц излучения использовались Si-MOSFETs с длинным каналом (1–20 мкм). Транзисторы были изготовлены по 1-мкм проектным нормам стандартной КМОП технологии. На рис. 1 представлено схематическое изображение полевого транзистора с индуциро-

<sup>¶</sup> E-mail: but.dmitry@gmail.com



ле его истока [3,13],  $V_a$  — амплитуда напряжения, наведенного внешним падающим излучением сигнала  $V_{in}(t) = V_a \sin(\nu t)$  на металлические контактные площадки транзистора,  $\nu$  — частота падающего излучения. Выражение (1) справедливо для „линейной области“ работы транзистора [8]. В этом случае ток  $I_{DS}$ , проходящий через канал транзистора, прямо пропорционален приложенному затворному напряжению. При условиях, что  $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$  и  $V_{TH} < V_{GS}$ ,  $I_{DS}$  описывается следующим выражением [14]:

$$I_{DS} = KP \left( (V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right), \quad (2)$$

где  $KP = (W/L)\mu C_{ox}$ ,  $W$ ,  $L$  — ширина и длина канала транзистора соответственно,  $\mu$  — подвижность носителей в канале транзистора,  $C_{ox}$  — емкость подзатворного диэлектрика.

Ток, возникающий под воздействием наведенного излучением напряжения на контактах транзистора:

$$I_{DS}(t) = KP \left( (V_{GS} - V_{TH} + V_{in}(t))V_{in}(t) - \frac{V_{in}(t)^2}{2} \right). \quad (3)$$

Средний ток  $\delta I_{DS}$ , проходящий через контакт стока за период падающего излучения ( $T = 2\pi/\nu$ ), равен:  $\delta I_{DS} = KP V_a^2/4$ .

Сопротивление канала транзистора  $R_{CH}$  можно определить как

$$R_{CH} = \left. \frac{dV_{DS}}{dI_{DS}} \right|_{V_{DS} \rightarrow 0} = \frac{1}{KP(V_{GS} - V_{TH})}. \quad (4)$$

Наведенная составляющая компоненты сигнала  $\delta V_0$  представляет собой изменение напряжения в малой части канала возле заземленной части истокового контакта ( $< 100$  нм), а вся остальная часть канала представляет собой сопротивление  $R_{CH}$  [3,15], тогда

$$\delta V_0 = \delta I_{DS} R_{CH} = \frac{V_a^2}{4(V_{GS} - V_{TH})}. \quad (5)$$

В качестве модели приемника можно рассмотреть эквивалентную электрическую схему, в которой подключенные к эквивалентному источнику напряжения  $\delta V_0$  сопротивление канала транзистора  $R_{CH}$  и внешнее нагрузочное сопротивление  $R_L$  формируют делитель напряжения:

$$\delta V_0 = R_{CH} \delta I_{DS} + R_L dI_{DS}, \quad (6)$$

где  $\delta I_{DS}$  — ток в канале, индуцированный падающим излучением. А регистрируемое напряжение сигнала  $\delta V_{DS}$  на приемнике излучения определяется падением напряжения на внешнем нагрузочном сопротивлении  $R_L$ :

$$\delta V_{DS} = R_L \delta I_{DS}. \quad (7)$$

Для проверки влияния температуры на свойства приемника образец охлаждался до температуры  $T = 77$  К. Как видно из рис. 3, при этом происходит сдвиг максимума напряжения сигнала и его увеличение по абсолютному значению, что объясняется тем, что при охлаждении полевых транзисторов до азотных температур наблюдаются два эффекта: повышение значения порогового напряжения и возрастание крутизны сток-затворной характеристики полевого транзистора в подпороговой области при понижении температуры [16].

#### 4. Ввод мощности сигнала в транзистор

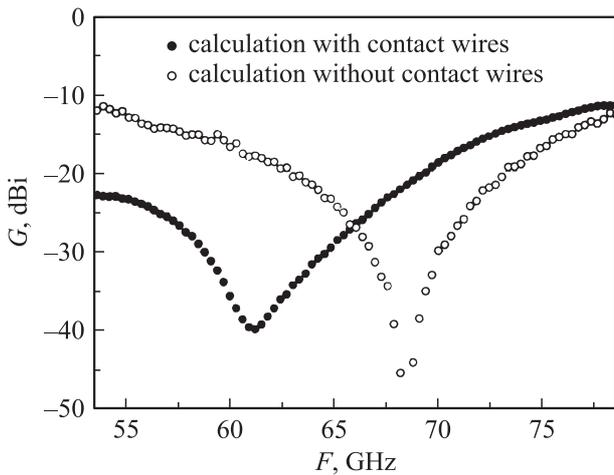
В ТГц области площадь транзистора с контактными площадками намного меньше площади дифракционного предела волны излучения, поэтому существует неопределенность по поводу вводимой в приемник мощности излучения. В некоторых работах [17] за эффективную площадь приемника принимается его физическая площадь, либо шаг матрицы (для матричных приемников) [2], или дифракционно ограниченная площадь [12]. Первый подход занижает принимаемую приемником мощность, второй может ее завесить. В работе [13] оценена реальная мощность, вводимая в приемник, путем численного моделирования свойств приемной антенны. Попытка оценить эффективную площадь, исходя из экспериментальных данных, сделана в [18].

В качестве площади, через которую вводится излучение, будем рассматривать максимальную эффективную площадь антенны  $A_\lambda$  в  $[\text{см}^2]$  [19]:

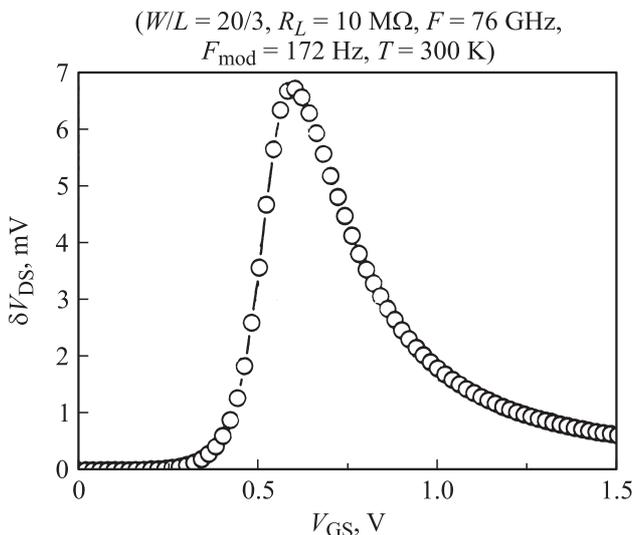
$$A_\lambda = \frac{\lambda^2}{4\pi} G, \quad (8)$$

где  $\lambda$  — длина волны излучения в подложке,  $G$  — коэффициент усиления (gain) антенны, который, как правило, принимается  $G \approx 1$  (см., например, [3,12]) без проведения дополнительного численного моделирования или измерения параметров используемых антенн. В нашем случае роль антенн играли металлические контактные площадки и проволочные контакты, которыми приемник присоединен к керамическому держателю (рис. 2). Эффективная площадь антенны может быть больше физической площади транзистора и будет зависеть от коэффициента  $G$ . Для оценки зависимости  $G(\nu)$  от частоты падающего излучения было проведено численное моделирование влияния металлических проволочных контактов-антенн и контактных площадок на спектральные характеристики чувствительности приемника с размерами канала  $W/L = 20/3$  мкм в диапазоне частот 53–78 ГГц. В качестве метода моделирования использовался метод моментов (Method of Moments (MoM)). Подложка предпологалась бесконечной и моделировалась с помощью специальной функции Грина [20].

При моделировании к транзистору подключались три антенны: между стоком и истоком, стоком и затвором, а



**Рис. 4.** Влияние проволочных контактов на коэффициент усиления антенны. Коэффициент усиления по направлению нормали к поверхности.



**Рис. 5.** Зависимость напряжения сигнала  $\delta V_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_{GS}$ . Интенсивность излучения  $I_{ir} \approx 2 \text{ мВт/см}^2$ .

также затвором и истоком. Влияние несогласованности сопротивлений антенны и транзистора не исследовалось. Предполагалось поляризационное согласование, т.е. поляризация, при которой будет наблюдаться максимальная чувствительность. Коэффициент усиления рассчитывался по направлению нормали к поверхности.

Результаты моделирования частотной зависимости коэффициента усиления антенны для двух случаев: только контактные площадки и система „контактные площадки вместе с проволочными контактами“ представлены на рис. 4. Несмотря на то что площадь металлических проволочных контактов гораздо меньше площади контактных площадок, они вносят существенный вклад в величину коэффициента усиления и его спектральную зависимость. Низкие значения коэффициента  $G$  в этой

области частот (рис. 4) не позволяют реализовать высокую эффективность приемника.

## 5. Чувствительность и эквивалентная шуму мощность

### 5.1. Методика определения вольт-ваттной чувствительности и значения NEP

Одним из важных параметров для оценки приемников излучения является эквивалентная шуму мощность излучения (NEP – noise equivalent power). NEP определяется как отношение шума приемника излучения к его вольт-ваттной чувствительности:

$$\text{NEP} = V_{\text{noise}}/S_V = \frac{V_{\text{noise}} I_{ir} A_\lambda}{\delta V_{DS}}, \quad (9)$$

где  $V_{\text{noise}}$  — шум транзистора в  $[\text{В/Гц}^{1/2}]$ , а  $S_V$  — вольт-ваттная чувствительность в  $[\text{В/Вт}]$  определяется как  $\delta V_{DS}/P_{ir}$  (см. (7)), где  $P_{ir} = I_{ir} A_\lambda$ , а  $I_{ir}$  — интенсивность излучения в  $[\text{Вт/см}^2]$ ,  $A_\lambda$  — эффективная площадь, через которую в приемник вводится мощность излучения (см. (8)).

При измерении вольт-ваттной чувствительности напряжение прикладывалось только на затвор транзистора, напряжение смещения на стоке равнялось нулю:  $V_{DS} = 0 \text{ В}$ . В такой схеме включения основной вклад в шуму транзистора вносит джоузефсоновский шум [2,7]

$$V_{\text{noise}} = \sqrt{4k_B T R_{CH}}, \quad (10)$$

где  $k_B$  — постоянная Больцмана,  $T$  — температура,  $R_{CH}$  — сток-истоковое сопротивление, которое может быть определено из вольт-амперных передаточных характеристик транзистора, измеряемых при низких напряжениях смещения стока [21].

На частоте 76 ГГц при температуре  $T = 300 \text{ К}$  для транзистора с геометрическими размерами канала  $W/L = 20/3$  (рис. 5) были получены максимальная чувствительность  $S_V \approx 330 \text{ В/Вт}$  и значение  $\text{NEP} \approx 6 \cdot 10^{-10} \text{ Вт/Гц}^{1/2}$ , которые соответствуют параметрам известных неохлаждаемых приемников излучения для этой спектральной области (см., например, [1,5]). В расчетах использовались значение интенсивности излучения  $I_{ir} = 2 \text{ мВт/см}^2$  и коэффициент  $G = 1$ .

### 5.2. Влияние температуры на вольт-ваттную чувствительность и значение NEP

Влияние температуры на вольт-ваттную чувствительность и значение NEP представлены в табл. 1 и табл. 2. Для сравнения приведены чувствительность и значение NEP транзистора с геометрическими размерами канала  $W/L = 20/1$  при температуре 300 и 77 К. Частота модуляции излучения составляла 1.25 кГц. Такая частота сопоставима с частотой опроса приемников в линейке

**Таблица 1.** Характеристики приемника при сопротивлении нагрузки  $R_L = 1$  кОм,  $G = 1$ 

Частота, ГГц NEP, Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ $S_V$ , В/Вт	300 К			77 К		
		43.44	76.8	135.89	43.44	76.8
	$1.5 \cdot 10^{-8}$	$1.6 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-9}$	$8 \cdot 10^{-8}$
	0.7	0.6	0.2	0.4	3	0.2

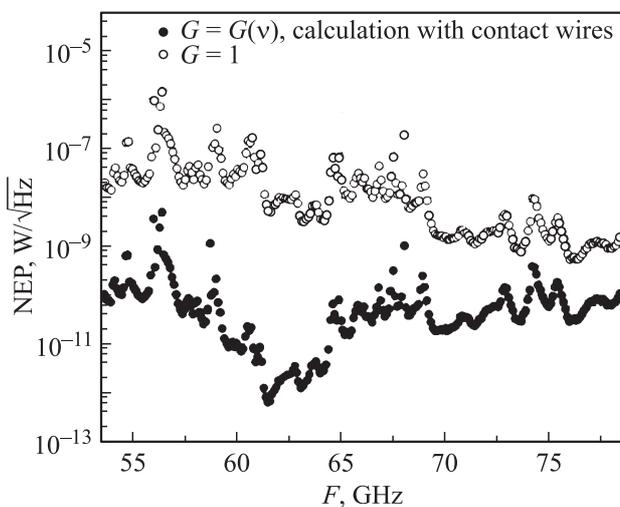
**Таблица 2.** Характеристики приемника при сопротивлении нагрузки  $R_L = 10$  МОм,  $G = 1$ 

Частота, ГГц NEP, Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ $S_V$ , В/Вт	300 К			77 К		
		43.44	76.8	135.89	43.44	76.8
	$6 \cdot 10^{-9}$	$8 \cdot 10^{-9}$	$7 \cdot 10^{-7}$	$1.3 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-9}$	$2 \cdot 10^{-8}$
	16	11	0.15	6	37	4.5

чувствительных элементов системы для системы видеона, работающей в реальном масштабе времени [22].

### 5.3. Расчет значения NEP собственно приемника излучения

Для нахождения спектральной зависимости NEP использовались формула (9) с учетом зависимости эффективной площади антенны от частоты  $A_\lambda = A_\lambda(\nu)$  (см. (8)) и полученные при численном моделировании значения коэффициента усиления  $G = G(\nu)$  (см. рис. 4). На рис. 6 приведена зависимость NEP от частоты в диапазоне 53–78 ГГц для *n*-MOSFET с геометрическими размерами  $W/L = 20/3$  для двух случаев: с постоянным коэффициентом  $G = 1$  и с коэффициентом  $G = G(\nu)$ . Сопротивление нагрузки  $R_L = 10$  МОм, частота модуляции излучения 555 Гц. Напряжение на затворе транзистора  $V_{GS} = 0.63$  В (вблизи максимума чувствительности), сопротивление канала  $R_{CH} \approx 2$  МОм.

**Рис. 6.** Частотная зависимость эквивалентной шумовой мощности Si-MOSFET приемника при  $T = 300$  К.

В литературе рассматривают чувствительность приемной системы „антенна-транзистор“, а в данной работе определена чувствительность самого транзистора, поскольку антенна не была специально оптимизирована ни под транзистор, ни под частотный диапазон.

На длине волны 4 мм (75 ГГц) при  $G = 1$  вольт-ваттная чувствительность  $S_V = 330$  В/Вт, а  $NEP = 6 \cdot 10^{-10}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Если учитывать, что контактные площадки и проводники не являются идеальной антенной (см. рис. 4),  $G \ll 1$ , то эффективная площадь системы будет гораздо меньше, следовательно, значение чувствительности будет больше ( $S_V = 16.5$  кВ/Вт), тогда  $NEP = 1.26 \cdot 10^{-11}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$  при учете только контактных площадок, а при учете влияния проводников  $S_V = 7.2$  кВ/Вт и  $NEP = 2.76 \cdot 10^{-11}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Аналогично на длины волны 4.9 мм (61.2 ГГц) при  $G = 1$  вольт-ваттная чувствительность  $S_V = 4.48$  В/Вт, а  $NEP = 4 \cdot 10^{-8}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . При учете только контактных площадок  $S_V = 276$  В/Вт,  $NEP = 6.5 \cdot 10^{-10}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ , при учете влияния проводников  $S_V = 44.8$  кВ/Вт,  $NEP = 4.25 \cdot 10^{-12}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . На частоте 61.5 ГГц учет моделирования антенных свойств системы дает значение  $NEP = 6 \cdot 10^{-13}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ .

Таким образом, для получения ТГц приемников с хорошими параметрами необходимо оптимизировать конструкцию приемных антенн.

## 6. Обсуждение результатов

Проведенные исследования показывают, что неохлаждаемые Si-MOSFET являются высокочувствительными неохлаждаемыми приемниками суб-ТГц излучения. Значения NEP данного типа приемников сопоставимы с лучшими соответствующими значениями для неохлаждаемых приемников ТГц и суб-ТГц излучения (см., например, [1,5]) и соответствуют результатам работы [2], где Si-*n*-MOSFET приемники со специальными антеннами, изготовленные по проектным нормам 0.13 мкм, показали высокую чувствительность вблизи частоты

излучения  $\nu \approx 300$  ГГц. Реализация предельных параметров Si-MOSFET приемников зависит, в главной мере, от конструкции приемных антенн, согласованных по нагрузке с самими чувствительными элементами.

Несмотря на полученные с учетом оцененных значений  $G$ , величины NEP все равно остаются на 2–3 порядка хуже теоретических предельных значений  $NEP_{\text{пред}} \approx 10^{-15}$  Вт/Гц<sup>1/2</sup> [5], необходимых для реализации пассивных систем видения при учете лишь шума, обусловленного флуктуациями потока фонового излучения в этой спектральной области для температуры фона  $T = 300$  К и дифракционно ограниченных пучков излучения. Фактически пока такие неохлаждаемые приемники можно использовать лишь в активных системах видения, так как их область высокой селективной чувствительности является относительно узкой.

## 7. Заключение

Показано, что Si-MOSFETs с длинным каналом могут работать при комнатной температуре как чувствительные широкополосные приемники прямого детектирования суб-ТГц излучения. Для диапазона длин волн 4–5 мм вольт-ваттная чувствительность этих транзисторов  $S_V$  может достигать десятков кВ/Вт, а эквивалентная шуму мощность NEP иметь значения  $10^{-11} - 10^{-12}$  Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$ . Параметры исследуемых приемников можно улучшить с помощью применения оптимизированных антенн для конкретного частотного диапазона.

Важным преимуществом таких приемников прямого детектирования по сравнению с болометрами и диодами Шоттки, также работающими при комнатных температурах, является возможность изготовления многоэлементных матриц в одном технологическом процессе со схемами считывания/обработки сигналов для систем ТГц видения реального масштаба времени по стандартной кремниевой КМОП технологии. Поскольку такие приемники являются широкополосными, их рабочий диапазон будет ограничиваться только свойствами приемной планарной антенны.

## Список литературы

- [1] F. Sizov, A. Rogalski. *Progr. Quant. Electron.*, **34**, 278 (2010).
- [2] F. Schuster, D. Coquillant, H. Videlier, M. Sakowicz, F. Teppe, L. Dussopt, B. Giffard, T. Skotnicki, W. Knap. *Opt. Express*, **19**, 7827 (2011).
- [3] A. Lisauskas, D. Glaab, H.G. Roskos, E. Oejefors, U.R. Pfeiffer. *Proc. SPIE*, **7215**, 72150J (2009).
- [4] Y. Deng, M.S. Shur. *Solid-State Electronics*, **47**, 1559 (2003).
- [5] F. Sizov, V. Reva, A. Golenkov, V. Zabudsky. *J. Infrared Milli. Terahz. Waves*, **1** (2011).
- [6] M. Dyakonov, M. Shur. *Phys. Rev. Lett.*, **71**, 2465 (1993).
- [7] M. Dyakonov, M. Shur. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, **43**, 380 (1996).
- [8] D. Veksler, F. Teppe, A.P. Dmitriev, V.Y. Kachorovskii, W. Knap, M.S. Shur. *Phys. Rev. B*, **73**, 125 328 (2006).
- [9] М.Л. Орлов, А.Н. Панин, Л.К. Орлов. *ФТП*, **43**, 816 (2009).
- [10] Ф.Ф. Сизов. *Фотоэлектроника для систем видения в „невидимых“ участках спектра* (Киев, Академперіодика, 2008).
- [11] M. Dyakonov, M. Shur. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, **43**, 1640 (1996).
- [12] R. Tauk, F. Teppe, S. Boubanga, D. Coquillat, W. Knap, Y.M. Meziani, C. Gallon, F. Boeuf, T. Skotnicki, C. Fenouillet-Beranger, D.K. Maude, S. Rumyantsev, M.S. Shur. *Appl. Phys. Lett.*, **89**, 253 511 (2006).
- [13] E. Ojefors, U.R. Pfeiffer, A. Lisauskas, H.G. Roskos. *Solid-State Circuits, J. IEEE*, **44**, 1968 (2009).
- [14] С.М. Зи. *Физика полупроводниковых приборов* (М., Энергия, 1973).
- [15] A. Lisauskas, U. Pfeiffer, E. Ojefors, P.H. Bolivar, D. Glaab, H.G. Roskos. *J. Appl. Phys.*, **105**, 114 511 (2009).
- [16] E.A. Gutierrez-D., M.J. Deen, C. Claeys. *Low Temperature Electronics: Physics, Devices, Circuits, and Applications* (San Diego, Acad. Press, 2001).
- [17] V. Dobrovolsky, F. Sizov. *Semiconductor Science and Technology*, **22**, 103 (2007).
- [18] C. Fumeaux, G.D. Boreman, W. Herrmann, F.K. Kneubühl, H. Rothuizen. *Appl. Opt.*, **38**, 37 (1999).
- [19] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design* (3rd Editions ed., John Wiley & Sons, 2005).
- [20] D.B. Davidson. *Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering* (N. Y., Cambridge University Press, 2008).
- [21] W. Liu, X. Jin, J. Chen, M.-C. Jeng, Z. Liu, Y. Cheng, K. Chen, M. Chan, K. Hui, J. Huang, R. Tu, P.K. Ko, C. Hu. *BSIM 3v3.2 MOSFET Model Users' Manual* (EECS Department, University of California, Berkeley, 1998).
- [22] F.F. Sizov, O.G. Golenkov, V.P. Reva, D.B. But. *Vestnik Novosibirsk State University. Series: Physic*, **5**, 68 (2010).

Редактор Л.В. Беляков

## Silicon field-effect transistors as radiation detectors of sub-THz range

D.B. But, O.G. Golenkov, N.V. Sakhno, F.F. Sizov, S.V. Korinets, J.V. Gumenjuk-Sichevska, V.P. Reva, S.G. Bunchuk

Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics,  
Ukraine National Academy of Sciences  
03028 Kyiv, Ukraine

**Abstract** Non-resonant response of silicon metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (Si-MOSFET) with a long channel (1–20  $\mu\text{m}$ ), fabricated by standard CMOS technology with 1-micrometer-design rules, is investigated in the radiation frequency range 43–135 GHz. Sensitivity and noise equivalent power (NEP) of the detectors are estimated taking into account the calculated effective area of the detecting element. It is shown that these transistors can operate at the room temperature as broadband direct detectors of sub-THz radiation. In the 4–5 mm wavelength range the sensitivity can reach tens of kV/W, with the NEP of about  $10^{-11} - 10^{-12}$  W/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . The detector parameters can be improved by planar antenna optimization.