

20. Ageev O.A., Solodovnik M.S., et al. Effect of GaAs native oxide upon the surface morphology during GaAs MBE growth, *Journal of Physics: Conference Series*, 2016, Vol. 741, No. 1, pp. 012012.
21. Ageev O.A., Kolomiitsev A.S., Mikhaylichenko A.V., Smirnov V.A., Ptashnik V.V., Solodovnik M.S., Fedotov A.A., Zamburg E.G., Klimin V.S., Il'in O.I., Gromov A.L., Rukomoykin A.V. Poluchenie nanorazmernykh struktur na osnove nanotekhnologicheskogo kompleksa NANOFAB NTK-9 [Nanoscale structures' production based on modular nanotechnology platform NANOFAB NTF-9], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2011, No. 1 (114), pp. 109-116.
22. Rukomoykin A.V., Solodovnik M.S. Formirovaniye i issledovaniye arsenid-gallievyykh nanostruktur na nanotekhnologicheskoy platforme NANOFAB NTK-9 [Forming and investigation of arsenide gallium nanostructure at nanotechnology system NANOFAB NTF-9], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2011, No. 4 (117), pp. 237-238.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Б.Г. Коноплев.

Климин Виктор Сергеевич – Южный федеральный университет; e-mail: kliminvs@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2, корп. Е; тел.: 88634371611; кафедра нанотехнологий и микросистемной техники; к.т.н.; доцент.

Klimin Viktor Sergeevich – Southern Federal University; e-mail: kliminvs@sfedu.ru; 2, Shevchenko street, build. E, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371611; the department of nanotechnologies and microsystems; associate professor; cand. of eng. sc.

УДК 621.3.049

DOI 10.23683/2311-3103-2017-4-178-188

Е.А. Рындин, А.А. Аль-Саман

СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ИНТЕГРАЛЬНОГО КОММУТАТОРА С УПРАВЛЯЕМОЙ ПЕРЕДИСЛОКАЦИЕЙ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ В ТУННЕЛЬНО-СВЯЗАННЫХ КВАНТОВЫХ ОБЛАСТЯХ

Объектом исследования является быстродействующий интегральный коммутатор с управляемой передислокацией максимума плотности электронов в туннельно-связанных квантовых областях наногетероструктуры АЗВ5. Активная область коммутатора содержит две квантовые ямы, разделенные туннельным гетеробарьером, и два управляющих перехода: управляющий переход Шоттки над верхней квантовой ямой и управляющий р-п-переход, соответственно, под нижней. Каждая из туннельно-связанных квантовых ям коммутатора имеет отдельные омические контакты, что позволяет выполнять коммутацию сигналов единым функционально интегрированным устройством, сократить площадь, занимаемую интегральным элементом на кристалле, исключить внутриэлементные металлические соединения и повысить быстродействие. Предложена схмотехническая модель интегрального коммутатора на основе туннельно-связанных квантовых ям в виде эквивалентной схемы, учитывающей возможность изменения электрофизических и геометрических параметров элемента и обеспечивающей ее применимость для анализа нелинейных электронных схем. Представлено развернутое математическое описание нелинейных источников тока предложенной схмотехнической модели. Получена аналитическая модель, описывающая среднее время передислокации электронов между туннельно-связанными квантовыми ямами интегрального коммутатора. Полученная модель легко интегрируется в современные программные средства схмотехнического моделирования электронных интегральных схем. Проведена проверка математической модели в программах Matlab и AWR (Microwave Office Environment). Полученные результаты показывают, что коммутаторы на основе туннельно-связанных квантовых ям характеризуются малым временем переключения – менее 1 пс, определяемым инерционностью

управляемой туннельной передислокации электронов между связанными квантовыми ямами, то есть имеют на порядок более высокое быстродействие по сравнению с аналогами, реализованными на основе HEMT (High Electron Mobility Transistors).

Интегральный коммутатор; наногетероструктура; схемотехническая модель; эквивалентная схема.

E.A. Ryndin, A.A. Al-Saman

A CIRCUIT MODEL OF HIGH-SPEED INTEGRATED SWITCH WITH CONTROLLED RE-DISLOCATION OF THE ELECTRONS DENSITY IN TUNNEL-COUPLED QUANTUM WELLS

The research topic considers the high-speed integrated switch with controlled re-dislocation of a maximum of the electrons density in tunnel-coupled quantum wells (QW) of the AlB5 nano-heterostructure. The active region of the switch consists of two QW separated by a tunnel heterobarrier and two control junction: Schottky junction over the upper QW as well as p-n junction under the lower QW. Each of the tunnel-coupled QW of the switch has separated ohmic contact, which allows executing signal switching with a single functionally integrated device, excluding intraelement metal connections and reducing of switching time. The same way occupied area by the switch was reduced. Small-signal model of integrated switch based on tunnel-coupled QW as well as a compact charge-conservative equivalent circuit are proposed. This equivalent circuit takes into account the possibility of changing the electrophysical and geometric parameters of the element and indicates its capability in term of adaptation for nonlinear circuit analysis. A detailed mathematical description of nonlinear current sources contained in equivalent circuit is presented. In the same way, an analytical model describing the average time of inter-channel transport time is obtained. The obtained model can be easily integrated into modern simulation system. The accuracy of the electrical model was examined in MATLAB and AWR (Microwave Office Environment). The obtained results show that the switch has small switching time less than 1 ps, which is determined by sluggishness of process re-dislocation between QW and that shows its advantages compared to analogs based on HEMT ((High Electron Mobility Transistors)

Integrated switch; nano-heterostructure; circuit model; equivalent circuit.

Введение. В последнее десятилетие наблюдается резкое повышение требований к параметрам систем связи и, в первую очередь, к их быстродействию [1–5]. Коммутаторы являются одними из основных элементов любых радиотехнических систем, поэтому их быстродействие во многом определяет параметры систем в целом [6]. Коммутирующие устройства реализуются с использованием различных элементов и схем, однако существующие решения перестают удовлетворять современным требованиям по времени коммутации. Повышение скорости переключения интегральных коммутаторов может быть достигнуто за счет совершенствования методов построения и структур входящих в их состав активных элементов [7–11].

В настоящее время широко используются интегральные коммутаторы на основе полевых гетеропереходных транзисторов с высокой подвижностью электронов (High Electron Mobility Transistor – HEMT). По сравнению с традиционными полевыми транзисторами с затвором Шоттки (ПТШ) HEMT демонстрируют более низкое сопротивление канала за счет увеличения подвижности электронов и позволяют уменьшить время переключения до 1,8 нс [12–14]. Одним из факторов, препятствующих дальнейшему уменьшению данного параметра, является ограничение скорости переключения HEMT временем пролета электронами канала. Для решения данной проблемы в работах [15, 16] была предложена структура с туннельно-связанными квантовыми ямами, представленная на рис. 1, которая за счет эффекта управляемой туннельной передислокации максимума плотности электронов, согласно приведенным в [15, 16] оценкам, позволяет достичь времени переключения до 2 пс и менее.

Одним из основных этапов проектирования быстродействующих интегральных коммутаторов на основе туннельно-связанных квантовых ям является схемотехническое моделирование с применением соответствующих компактных моделей, интегрированных в современные программные средства систем автоматизированного проектирования. В данной работе предложена схемотехническая модель интегрального коммутатора на основе туннельно-связанных квантовых ям в виде эквивалентной схемы, учитывающей возможность изменения электрофизических и геометрических параметров коммутирующего элемента и обеспечивающей ее применимость для анализа нелинейных электронных схем, отличающаяся простотой и возможностью адаптации к современным программам схемотехнического моделирования.

Структура и принцип функционирования интегрального коммутатора.

Основу рассматриваемого функционально интегрированного коммутатора, представленного на рис. 1, составляют две квантовые ямы (GaAs), разделенные между собой туннельно-прозрачным $\text{Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{As}$ -гетеробарьером и имеющие отдельные коммутируемые омические контакты (3, 4 и 5, 6 на рис. 1). Противофазное управление туннельной передислокацией максимумов плотности электронов между связанными квантовыми ямами осуществляется посредством затвора Шоттки 1 и управляющего p - n -перехода 2 на границе с полуизолирующей подложкой, как показано на рис. 1 [16]. Омический контакт к p -области управляющего p - n -перехода 2 выполняется на периферии туннельно-связанной наногетероструктуры и на рис. 1 не показан. Легированные барьерные области n - $\text{Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{As}$ отделены от квантовых ям нелегированными i - $\text{Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{As}$ -спейсерами для ослабления рассеяния электронов при их продольном транспорте в квантовых каналах на дальнейшем кулоновском потенциале ионов примесей в барьерных областях.

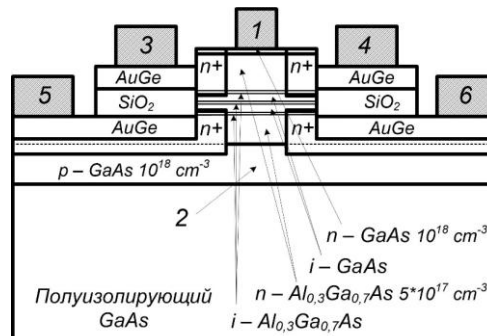


Рис. 1. Структура быстродействующего интегрального коммутатора с туннельно-связанными квантовыми ямами (1 – управляющий затвор Шоттки; 2 – управляющий p - n -переход; 3, 4 – омические контакты к первой квантовой яме; 5, 6 – омические контакты ко второй квантовой яме) [16]

В основу функционирования коммутатора положен принцип управляемой передислокации максимума плотности электронов между туннельно-связанными квантовыми ямами при изменении направления поперечного управляющего поля затворов. В результате туннельной передислокации электронов происходит противофазное изменение проводимостей квантовых ям и коммутация соответствующих омических контактов. Если в процессе управляемой передислокации суммарное число электронов в туннельно-связанных квантовых областях остается практически неизменным, время коммутации не будет ограничено временем продольного транспорта электронов в квантовых ямах (временем пролета электронами каналов).

Время управляемой передислокации τ электронов между туннельно-связанными квантовыми ямами включает две составляющие: время, определяемое инерционностью туннелирования электронов, τ_T и время транспорта электронов между внешними гетерограницами квантовых ям и разделяющим их туннельным барьером τ_B :

$$\tau = \tau_T + \tau_B. \quad (1)$$

Составляющая τ_T определяется принципом неопределенностей:

$$\tau_T \approx \frac{h}{\Delta E}, \quad (2)$$

где h – постоянная Планка; ΔE – диапазон энергий, в котором происходит туннелирование, зависящий от параметров туннельного барьера и квантовых ям и составляющий ($10^{-3} - 10^{-2}$) эВ при ширине квантовых ям (10–15) нм [17]. Значение ΔE для определенных параметров гетероструктуры может уточняться по результатам самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона.

Ввиду малой ширины квантовых ям вторая составляющая τ_B определяется в предположении, что между внешними гетерограницами квантовых ям и разделяющим их туннельным барьером электроны движутся под действием поперечного управляющего поля баллистически. Таким образом, расстояние между внешними гетерограницами туннельно-связанных квантовых ям связано с τ_B соотношением

$$2W_{CH} = \frac{qE}{m^*} \cdot \frac{\tau_B^2}{2}, \quad (3)$$

где W_{CH} – ширина квантовой ямы; m^* – эффективная масса электронов в квантовых ямах; q – элементарный заряд; E – напряжённость электрического поля, определяемая, в свою очередь выражением:

$$E = \frac{U_{g1} - U_{g2}}{d} - E_0, \quad (4)$$

где U_{g1} – потенциал на верхнем затворе; U_{g2} – потенциал на нижнем затворе; d – расстояние между затворами; E_0 – встроенное электрическое поле, определяемое параметрами гетероструктуры коммутатора.

Из выражений (3) и (4) баллистическая составляющая времени управляемой передислокации определяется формулой:

$$\tau_B = 2 \sqrt{\frac{W_{CH} \cdot m^*}{q \left(\frac{U_{g1} - U_{g2}}{d} - E_0 \right)}}. \quad (5)$$

Поставляя (5) и (2) в соотношение (1) получим формулу для времени переключения коммутатора:

$$\tau = \frac{h}{\Delta E} + 2 \sqrt{\frac{W_{CH} \cdot m^* d}{q(U_{g1} - U_{g2} - E_0 d)}}. \quad (6)$$

Из полученной на основе выражения (6) и представленной на рис. 2 зависимости времени переключения коммутатора от разности напряжений на управляющих затворах видно, что даже при близкой к нулю разности управляющих напряжений время переключения составляет менее 1 пс. При увеличении разности управляющих напряжений до (0,5–0,6) В время переключения сокращается до 0,1 пс. Дальнейшее увеличение управляющей разности потенциалов приводит лишь к незначительному сокращению времени переключения коммутатора, которое ограничивается при этом инерционностью процесса туннелирования.

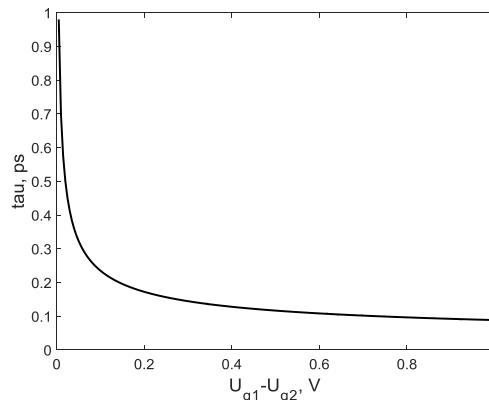


Рис. 2. Зависимость времени переключения интегрального коммутатора на основе туннельно-связанных квантовых ям от управляющей разности потенциалов $U_{g1} - U_{g2}$

Зависимость, представленная на рис. 2, получена для нулевой напряженности встроенного поля E_0 . В этом случае для сохранения неизменного суммарного числа электронов в туннельно-связанных квантовых ямах необходимо двухполярное управление, что приведет к целому ряду как схемотехнических, так и технологических проблем. Данные проблемы могут быть решены посредством расчета параметров гетероструктуры коммутатора таким образом, чтобы встроенное поле E_0 было отлично от нуля и обеспечивало локализацию максимума плотности электронов в одной из связанных квантовых ям при нулевой разности напряжений на затворах. Это позволит осуществлять коммутацию при однополярном управлении.

Схемотехническая модель интегрального коммутатора. Для схемотехнического моделирования интегральных полупроводниковых структур и функциональных элементов на их основе используют различные базовые эквивалентные схемы и компактные SPICE-модели, каждая из которых имеет свои достоинства и недостатки [18–20]. С учетом описанных выше структурных особенностей рассматриваемого интегрального коммутатора его схемотехническая модель может быть представлена в виде комбинации взаимосвязанных эквивалентных схем двух НЕМТ-структур и при этом должна учитывать возможность изменения как электрофизических и геометрических параметров коммутатора, так и различных режимов его работы.

Разработанная эквивалентная схема интегрального коммутатора приведена на рис. 3. В данной эквивалентной схеме туннельно-связанные квантовые ямы представлены нелинейными источниками тока, управляемым напряжениями затворов U_{g1} , U_{g2} и стоков U_{d1} , U_{d2} : $I_{d1}(U_{g1}, U_{d1})$ и $I_{d2}(U_{g2}, U_{d2})$, а также нелинейными элементами G_{sd1} , G_{sd2} . Параметры выходных и управляющих цепей коммутатора определяются нелинейными сопротивлениями R_{d1} , R_{d2} , R_{s1} , R_{s2} , R_{g1} , R_{g2} , R_{gs1} , R_{gs2} и емкостями C_{gd1} , C_{gd2} , C_{gs1} , C_{gs2} . Туннельная связь между квантовыми ямами, отражающая инерционность процессов управляемой туннельной передислокации электронов, представлена RC -цепью с постоянной времени

$$\tau = RC = \frac{h}{\Delta\varepsilon} + 2 \sqrt{\frac{W_{CH} m^* d}{q(U_{g1} - U_{g2} - E_0 d)}}. \quad (7)$$

Определим нелинейные зависимости $I_{d1}(U_{g1}, U_{d1})$ и $I_{d2}(U_{g2}, U_{d2})$, введя для индексов связанных квантовых ям 1 и 2 обобщенное обозначение i .

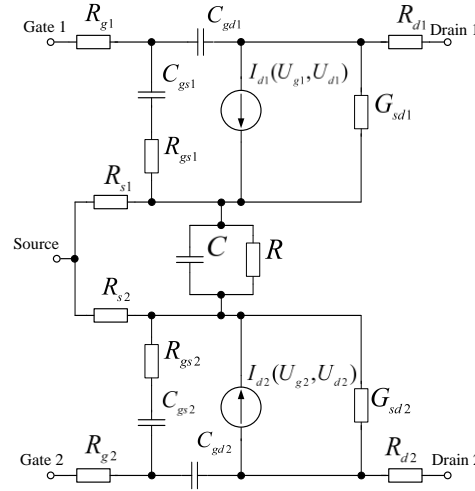


Рис. 3. Эквивалентная схема быстродействующего интегрального коммутатора с туннельно-связанными квантовыми ямами

Направим координатную ось x перпендикулярно плоскости подложки, а ось y – по направлению протекания токов I_{di} , т.е. вдоль квантовых ям. Тогда, с учетом двумерного характера распределения плотности тока в туннельно-связанных квантовых ямах, выразим токи I_{di} следующим образом:

$$I_{di} = \iint_{S_i} j_i(x, y) dS_i = W_i \int_0^{h_i(y)} j_i(x, y) dx, \quad (8)$$

где i – номер квантовой ямы; $j_i(x, y)$ – плотность тока в i -й квантовой яме; S_i – площадь поперечного сечения i -й квантовой ямы; W_i – ширина затвора (в направлении, перпендикулярном плоскости (xOy)); $h_i(y)$ – средняя «толщина» электронного канала в i -й квантовой яме (расстояние от внешней гетерограницы квантовой ямы до точки x , потенциал в которой ниже потенциала соответствующего затвора U_{gi} на величину порогового напряжения).

Ограничиваясь учетом дрейфовой продольной составляющей плотности тока и полагая, что подвижность электронов μ_i и продольная составляющая напряженности электрического поля E_i не изменяются вдоль канала, получим:

$$I_{di} = \mu_i E_i W_i \int_0^{h_i(y)} q n_i(x, y) dx = \mu_i E_i W_i Q_{ni}(y), \quad (9)$$

где $n_i(x, y)$ – концентрация электронов в i -й квантовой яме; $Q_{ni}(y)$ – поверхностная плотность заряда электронов в i -й квантовой яме, которая может быть выражена из условия баланса зарядов:

$$Q_{ni}(y) + Q_{Gi} + Q_{Bi} = 0, \quad (10)$$

где Q_{Gi} – поверхностная плотность заряда в i -м затворе; Q_{Bi} – поверхностная плотность заряда в i -м барьерном слое, определяемые следующими выражениями:

$$Q_{Gi} = \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} (U_{gi} - \varphi_i(y)); \quad (11)$$

$$Q_{Bi} = q N_{Di} W_{Bi}, \quad (12)$$

где ε_i – относительная диэлектрическая проницаемость i -го барьерного слоя; ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; W_{Bi} – толщина i -го барьерного слоя; $\varphi_i(y)$ – потенциал на внешней гетерогранице в i -й квантовой яме; N_{Di} – концентрация доноров в i -м барьерном слое.

Считая, что при пороговом напряжении на затворе $U_{gi} = U_{0i}$ концентрация электронов в квантовой яме равна собственной концентрации, получим

$$\varphi_i(y) = \varphi_{Fi}, \quad (13)$$

где φ_{Fi} – разность между уровнем Ферми и серединой запрещенной зоны в i -й квантовой яме. Тогда при напряжении на затворе, превышающем пороговое $U_{gi} > U_{0i}$, потенциал на внешней гетерогранице в i -й квантовой яме будет определяться выражением

$$\varphi_i(y) = \varphi_{Fi} + U_i, \quad (14)$$

где U_i – разность между потенциалом на внешней гетерогранице в i -й квантовой яме и уровнем Ферми.

С учетом (11)–(14) уравнение (10) можно переписать следующим образом:

$$Q_{ni}(y) = -\frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} (U_{gi} - \varphi_{Fi} - U_i) - qN_{Di}W_{Bi}. \quad (15)$$

Подставляя соотношение (15) в уравнение (9) и с учетом того, что продольная составляющая напряженности поля E_i связана с напряжением U_i соотношением $E_i = -dU_i/dy$, получаем дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными:

$$I_{di} = -\mu_i W_i \left[-\frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} (U_{gi} - \varphi_{Fi} - U_i) - qN_{Di}W_{Bi} \right] \frac{dU_i}{dy}, \quad (16)$$

$$\int_0^L I_{di} dy = \int_0^{U_{di}} \mu_i W_i \left[\frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} (U_{gi} - \varphi_{Fi} - U_i) + qN_{Di}W_{Bi} \right] dU_i, \quad (17)$$

где L – длина канала коммутатора.

В результате интегрирования получим:

$$I_{di} = \mu_i \frac{W_i}{L} \left\{ \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} \left[(U_{gi} - \varphi_{Fi}) U_{di} - \frac{U_{di}^2}{2} \right] + qN_{Di}W_{Bi} U_{di} \right\}. \quad (18)$$

При условии $U_{gi} = U_{0i}$ поверхностная плотность заряда в канале $Q_{ni} \approx 0$ и $U_i = 0$. Тогда из выражения (15):

$$\varphi_{Fi} = U_{0i} + \frac{qN_{Di}W_{Bi}^2}{\varepsilon_i \varepsilon_0}. \quad (19)$$

Подставляя (19) в (18) получим выражение для тока I_{di} при $U_{gi} \geq U_{0i}$ и $U_{di} \leq U_{si}$, где $U_{si} = U_{gi} - U_{0i}$ – напряжение насыщения:

$$I_{di} = \mu_i \frac{W_i}{L} \left\{ \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} \left[\left(U_{gi} - U_{0i} - \frac{qN_{Di}W_{Bi}^2}{\varepsilon_i \varepsilon_0} \right) U_{di} - \frac{U_{di}^2}{2} \right] + qN_{Di}W_{Bi} U_{di} \right\}. \quad (20)$$

При подстановке в выражение (20) условия $U_{di} \geq U_{si}$ получим:

$$I_{di} = \mu_i \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0 W_i}{2LW_{Bi}} (U_{gi} - U_{0i})^2. \quad (21)$$

Таким образом, обобщая (20) и (21), получим модель управляемых нелинейных источников тока I_{di} в виде:

$$I_{di} = \begin{cases} 0, & \text{при } U_{gi} < U_{0i}; \\ \mu_i \frac{W_i}{L} \left\{ \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0}{W_{Bi}} \left[\left(U_{gi} - U_{0i} - \frac{qN_{Di}W_{Bi}^2}{\varepsilon_i \varepsilon_0} \right) U_{di} - \frac{U_{di}^2}{2} \right] + qN_{Di}W_{Bi} U_{di} \right\}, & \begin{matrix} U_{gi} \geq U_{0i}; \\ U_{di} \leq U_{si}; \end{matrix} \\ \mu_i \frac{\varepsilon_i \varepsilon_0 W_i}{2LW_{Bi}} (U_{gi} - U_{0i})^2, & \text{при } U_{di} > U_{si}; U_{gi} \geq U_{0i}. \end{cases} \quad (22)$$

Семейства выходных и проходных вольт-амперных характеристик (ВАХ), полученных на основе модели (22) в программе AWR (Microwave Office Environment) для значений параметров $W_i = 20$ нм, $W_{Bi} = 50$ нм, $L = 500$ нм, $\varepsilon_i = 13,8$, $N_{Di} = 10^{17}$ см⁻³, приведены на рис. 4 и 5, соответственно.

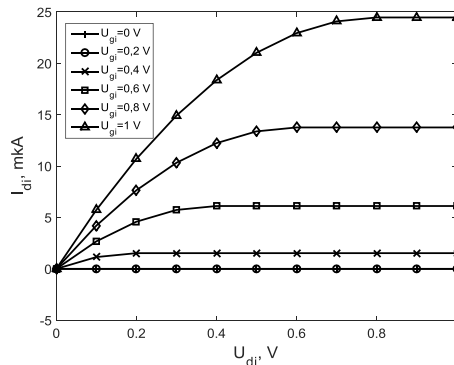


Рис. 4. Выходные ВАХ, полученные на основе модели (22)

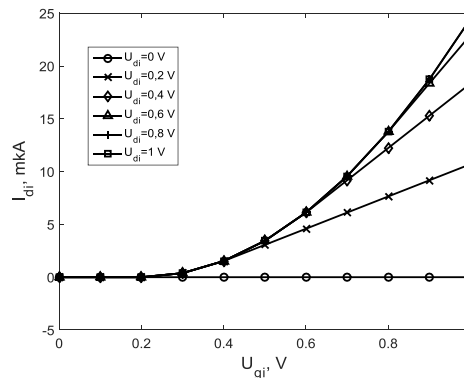


Рис. 5. Проходные ВАХ, полученные на основе модели (22)

Заключение. Таким образом, предложенная схемотехническая модель быстродействующего интегрального коммутатора в виде эквивалентной схемы (рис. 3) и выражений (7) и (22), описывающих, соответственно, время управляемой передислокации электронов между туннельно-связанными квантовыми ямами и нелинейные источники тока, учитывает возможность изменения электрофизических и геометрических параметров гетероструктуры коммутатора и обеспечивает ее применимость для анализа быстродействующих нелинейных электронных схем.

Полученная модель легко интегрируется в современные программные средства схемотехнического моделирования электронных интегральных схем. Проведена проверка математической модели в программах Matlab и AWR (Microwave Office Environment). Полученные результаты показывают, что коммутаторы на основе туннельно-связанных квантовых ям характеризуются малым временем переключения – менее 1 пс, определяемым инерционностью управляемой туннельной передислокации электронов между связанными квантовыми ямами, то есть имеют на порядок более высокое быстродействие по сравнению с аналогами, реализованными на основе НЕМТ.

Результаты получены с использованием оборудования Центра коллективного пользования и научно-образовательного центра «Нанотехнологии» Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета (г. Таганрог) при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 16-07-00018) и из средств «Программы развития Южного федерального университета до 2021 года» (проект ВнГр-07/2017-10).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Herrick K. J., Yook J. G., Katehi L. P. B. Microtechnology in the development of three-dimensional circuits // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1998. – Vol. 46, No. 11. – P. 1832-1844.
2. Harris M. S. MMIC design // Microelectronics Journal. – 1996. – Vol. 27, No. 1. – P. 102-103.
3. Drevon C., Monfraix P., Paillard M. [et al.] New Trends for Microwave Packaging into Space-Borne Equipment // Gallium Arsenide applications symposium. GAAS 2002 – Milano: Microwave engineering Europe, 2002. – P. 1-7.
4. Coquillat D., Nodjiadjim V., Blin S. [et al.] High-Speed Room Temperature Terahertz Detectors Based on InP Double Heterojunction Bipolar Transistors // International Journal of High Speed Electronics and Systems. – 2016. – Vol. 25, No. 03n04. – P. 1640011.
5. Handa H., Ujita S., Shibata D. [et al.] High-speed switching and current-collapse-free operation by GaN gate injection transistors with thick GaN buffer on bulk GaN substrates // Electron Devices Meeting (IEDM), 2016 IEEE International. – IEEE, 2016. – P. 10.3. 1-10.3. 4.
6. Аль-Саман А.А., Лебедев В.К. Проектирование амплитудно-фазового делителя мощности СВЧ в диапазоне 2-4 ГГц // Специальная техника. – 2013. – № 3. – С. 19-25.
7. Chang S.-C., Chang S.-F., Chih T.-Y. [et al.] An internally-matched high-isolation CMOS SPDT switch using leakage cancellation technique // IEEE microwave and wireless components letters. – 2007. – Vol. 17, No. 7. – P. 525-527.
8. Goldsmith C. L., Yao Z., Eshelman S. [et al.] Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches // IEEE Microwave and guided wave letters. – 1998. – Vol. 8, No. 8. – P. 269-271.
9. Thomas L., Hing A., Hughes E. [et al.] GaAs MMIC broadband SPDT p-i-n switch // Electronics Letters. – 1986. – Vol. 22, No. 22. – P. 1183-1185.
10. Uda H., Yamada T., Sawai T. [et al.] High-performance GaAs switch IC's fabricated using MESFET's with two kinds of pinch-off voltages and a symmetrical pattern configuration // IEEE journal of solid-state circuits. – 1994. – Vol. 29, No. 10. – P. 1262-1269.
11. Yongsheng D., Xiaojian C., Tangsheng C. [et al.] Reflect type DC-20 GHz MMIC high performance SPST and SPDT switches // 2nd International Conference "Microwave and Millimeter Wave Technology" (ICMMT 2000) – IEEE, 2000. – P. 211-214.
12. Lin K.-Y., Tu W.-H., Chen P.-Y. [et al.] Millimeter-wave MMIC passive HEMT switches using traveling-wave concept // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52, No. 8. – P. 1798-1808.
13. Lin K.-Y., Wang Y.-J., Niu D.-C. [et al.] Millimeter-wave MMIC single-pole-double-throw passive HEMT switches using impedance-transformation networks // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Vol. 51, No. 4. – P. 1076-1085.
14. Pala V., Peng H., Wright P. [et al.] Integrated high-frequency power converters based on GaAs pHEMT: Technology characterization and design examples // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 5. – P. 2644-2656.
15. Рындин Е.А. Сверхбыстродействующие электронные коммутаторы на основе управляемой передислокации максимума волновой функции носителей заряда // Вестник Южного научного центра РАН. – 2006. – Т. 2, № 2. – С. 8-16.
16. Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of Integrated Microwave Circuits Based on Complementary Coupled Quantum Regions // Russian Microelectronics. – 2015. – Vol. 44, No. 3. – P. 190-196.
17. Драгунов В.П., Неизвестный И.Г., Гридчин В.А. Основы нанозлектроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 496 с.
18. Гринберг Г.С., Могилевская Л.Я., Хотунцев Ю.Л. Моделирование на ЭВМ нелинейных устройств на полевых транзисторах с барьером Шоттки // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40, № 3. – С. 498-502.
19. Филинчук Н.А., Гаврилов Д.В. Определение параметров физической эквивалентной схемы двухзатворного полевого транзистора Шоттки // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2004. – Т. 47, № 11. – С. 71-75.
20. Angelov I., Zirath H., Rosman N. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, No. 12. – P. 2258-2266.

REFERENCES

1. Herrick K. J., Yook J. G., Katehi L. P. B. Microtechnology in the development of three-dimensional circuits, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1998, Vol. 46, No. 11, pp. 1832-1844.
2. Harris M. S. MMIC design, *Microelectronics Journal*, 1996, Vol. 27, No. 1, pp. 102-103.
3. Drevon C., Monfraix P., Paillard M. [et al.] New Trends for Microwave Packaging into Space-Borne Equipment, *Gallium Arsenide applications symposium. GAAS 2002 – Milano: Microwave engineering Europe, 2002*, pp. 1-7.
4. Coquillat D., Nodjiadjim V., Blin S. [et al.] High-Speed Room Temperature Terahertz Detectors Based on InP Double Heterojunction Bipolar Transistors, *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, 2016, Vol. 25, No. 03n04, pp. 1640011.
5. Handa H., Ujita S., Shibata D. [et al.] High-speed switching and current-collapse-free operation by GaN gate injection transistors with thick GaN buffer on bulk GaN substrates, *Electron Devices Meeting (IEDM), 2016 IEEE International*. IEEE, 2016, pp. 10.3. 1-10.3. 4.
6. Al'-Caman A.A., Lebedev V.K. Proektirovanie amplitudno-fazovogo delitel'ya moshchnosti SVCh v diapazone 2-4 GGts [Development of an amplitude-phase microwave power divider in the frequency range of 2-4 GHz], *Spetsial'naya tekhnika* [Special Technique], 2013, No. 3, pp. 19-25.
7. Chang S.-C., Chang S.-F., Chih T.-Y. [et al.] An internally-matched high-isolation CMOS SPDT switch using leakage cancellation technique, *IEEE microwave and wireless components letters*, 2007, Vol. 17, No. 7, pp. 525-527.
8. Goldsmith C. L., Yao Z., Eshelman S. [et al.] Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches, *IEEE Microwave and guided wave letters*, 1998, Vol. 8, No. 8, pp. 269-271.
9. Thomas L., Hing A., Hughes E. [et al.] GaAs MMIC broadband SPDT p-i-n switch, *Electronics Letters*, 1986, Vol. 22, No. 22, pp. 1183-1185.
10. Uda H., Yamada T., Sawai T. [et al.] High-performance GaAs switch IC's fabricated using MESFET's with two kinds of pinch-off voltages and a symmetrical pattern configuration, *IEEE journal of solid-state circuits*, 1994, Vol. 29, No. 10, pp. 1262-1269.
11. Yongsheng D., Xiaojian C., Tangsheng C. [et al.] Reflect type DC-20 GHz MMIC high performance SPST and SPDT switches, *2nd International Conference "Microwave and Millimeter Wave Technology" (ICMMT 2000) – IEEE, 2000*, pp. 211-214.
12. Lin K.-Y., Tu W.-H., Chen P.-Y. [et al.] Millimeter-wave MMIC passive HEMT switches using traveling-wave concept, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2004, Vol. 52, No. 8, pp. 1798-1808.
13. Lin K.-Y., Wang Y.-J., Niu D.-C. [et al.] Millimeter-wave MMIC single-pole-double-throw passive HEMT switches using impedance-transformation networks, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, Vol. 51, No. 4, pp. 1076-1085.
14. Pala V., Peng H., Wright P. [et al.] Integrated high-frequency power converters based on GaAs pHEMT: Technology characterization and design examples, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, Vol. 27, No. 5, pp. 2644-2656.
15. Ryndin E.A. Sverkhbystrodeystvuyushchie elektronnye kommutatory na osnove upravlyaemoy peredislokatsii maksimuma volnovoy funktsii nositeley zaryada [High-Speed Integrated Switchboards on the Basis of Control Rearrangement of Carrier Wave Function Maximum], *Vestnik Yuzhnogo nauchnogo tsentra RAN* [Vestnik SSC RAS], 2006, Vol. 2, No. 2, pp. 8-16.
16. Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of Integrated Microwave Circuits Based on Complementary Coupled Quantum Regions, *Russian Microelectronics*, 2015, Vol. 44, No. 3, pp. 190-196.
17. Dragunov V.P., Neizvestnyy I.G., Gridchin V.A. Osnovy nanoelektroniki [Fundamentals of nanoelectronics]. Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 2004, 496 p.
18. Grinberg G.S., Mogilevskaya L.Ya., Khotuntsev Yu.L. Modelirovanie na EVM nelineynykh ustroystv na polevykh tranzistorakh s bar'erom Shotki [Computer modeling of nonlinear devices based on FET with Schottky barrier], *Radiotekhnika i elektronika* [Radio-engineering and Electronics], 1995, Vol. 40, No. 3, pp. 498-502.

19. Filinyuk N.A., Gavrilov D.V. Opredelenie parametrov fizicheskoy ekvivalentnoy skhemy dvukhzatvornogo polevogo tranzistora Shotki [Determination of the parameters of the physical equivalent circuit of a two-gate Schottky FET], *Izvestiya vuzov. Radioelektronika* [Izvestiya Vuzov. Radioelectronics], 2004, Vol. 47, No. 11, pp. 71-75.
20. Angelov I., Zirath H., Rosman N. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, Vol. 40, No. 12, pp. 2258-2266.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Б.Г. Коноплев.

Рындин Евгений Адальбертович – Южный федеральный университет; e-mail: earyndin@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +78634361374; кафедра конструирования электронных средств; д.т.н.; профессор

Аль-Саман Амгад Али Хасан – e-mail: amgadalsaman1989@gmail.com; аспирант.

Ryndin Evgeniy Adalbertovich – Southern Federal University; e-mail: earyndin@sfedu.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634361374; the department of electronic apparatuses design; dr. of eng. sc.; professor.

Al-Saman Amgad Ali Hasan – e-mail: amgadalsaman1989@gmail.com; postgraduate student.

УДК 546.621/623:17

DOI 10.23683/2311-3103-2017-4-188-201

О.В. Карбань, Е.И. Саламатов

НАНОСТРУКТУРНЫЕ ПОРОШКИ КОМПОЗИТОВ Al_2O_3+xFe ДЛЯ СИНТЕЗА ТЕРМОКРИСТАЛЛОВ*

Предложен новый метод приготовления порошков металлокомпозитов Al_2O_3+xFe , позволяющий при последующей термообработке реализовать требуемую структуру материала, формирующую щель в фононном спектре. Метод включает механоактивацию смеси оксида алюминия и предварительно переведенного в наноструктурное состояние карбонильного железа. Процесс изменения структуры и фазового состава смеси порошков оксида алюминия и нанокристаллического железа при механоактивации останавливается на первом этапе: диспергирование частиц и образование слоистой ламинарной структуры, которая образована наноразмерными зёрнами α -Fe, разделёнными областями оксидной фазы толщиной менее 2 нм. Размер частиц порошка составляет 50–200 нм и не зависит от содержания железа в навеске. По данным рентгеновской дифракции и мёссбауэровской спектроскопии химическое взаимодействие между оксидом алюминия и железом при механообработке в течение 40 минут не происходит. Средний размер кристаллитов железа, составляет около 10 нм. Зёрна металлической фазы находятся под слоем Al_2O_3 , что способствует сохранению их фазового состояния и ингибирует металлическую фазу от окисления на воздухе при нагреве. На поверхности частиц кроме атомов алюминия, присутствует кислород и углерод, входящий в состав адсорбированных углеводородов. Для образцов механической смеси оксида алюминия и карбонильного железа, не подвергавшиеся предварительному переводу в наноструктурное состояние, после 40 минут воздействия средний размер частиц механоактивированной смеси 13.6 мкм без формирования наноструктурного состояния. Использование метода магнито-импульсного прессования для компактирования не приводит к структурно-фазовым изменениям в компактах по сравнению с механической смесью порошков. Спекание при температуре 1300 °С приводит к формированию α -фазы корунда и шпинельной фазы $FeAl_2O_4$. Размер кристаллитов Al_2O_3 составляет 50–140 нм и не монотонно зависит от содержания железа, размер частиц железа 40–100 нм. Содержание шпинельной фазы не превышает 3 вес.% и практически не зависит от содержания Fe в исходном порошке. Формирование на поверхности частиц шпинели вследствие взаи-

* Работа поддержана проектами РФФИ № 15-07-02563156 и 16-07-00592.