

Параметры алмазных полевых транзисторов, необходимые для работы в усилителях ГГц диапазона

Зяблюк К. Н., Концевой Ю. А., Митягин А. Ю., Талипов Н. Х., Чучева Г. В.

Рассчитаны параметры алмазных полевых транзисторов с затвором Шоттки, необходимые для работы в усилителях ГГц диапазона. Найдено, что алмазный транзистор с длиной затвора 0,2 мкм может обеспечить коэффициент усиления 13 дБ на частоте 15 ГГц в цепи с нейтрализацией обратной связи и имеет частоту отсечки 60 ГГц. Был проведён расчёт предельных параметров полевых транзисторов с затвором Шоттки на основе гидрированного алмаза. Показано, что при длине канала транзистора 0,2 мкм, напряжении смещения затвора -3 В и напряжении смещения стока -20 В данный транзистор может развивать удельную мощность 0,93 Вт/мм с единицы ширины затвора на частоте 15 ГГц. Для достижения выходной мощности 50 Вт необходима суммарная ширина затвора 54 мм.

Введение

В работе оценены предельные параметры транзистора на основе гидрированного алмаза и проведено моделирование работы транзистора на основе алмаза с проводящим δ -легированным слоем. Следует отметить, что в настоящий момент материалы работы имеют решающее значение, поскольку довольно сложно воспроизвести алмазные транзисторы с нужными параметрами.

Предельные параметры транзистора на основе гидрированного алмаза

Основная проблема состоит в получении для изготовления мощных транзисторов проводящего алмаза. Единственным известным акцептором в алмазе является бор. Низкая степень активации бора в алмазе при энергии уровней бора в запрещённой зоне $E_v = 0,37$ эВ требует высокой степени легирования $\sim 10^{20}$ см⁻³, при которой энергия акцепторных уровней бора уменьшается. При такой концентрации бора подвижность дырок, как правило, не превышает 20 см²/В·с. Для увеличения подвижности необходимо изготовление δ -легированного слоя толщиной менее 1 нм с концентрацией бора свыше 10^{20} см⁻³, чтобы большая часть дырок диффундировала в чистый алмаз. Изготовление такого δ -слоя с подвижностью ~ 100 см²/В·с является технической сложной задачей [1,2].

Альтернативой являются полевые транзисторы на гидрированном алмазе. После обработки водородной плазмой (гидрирования) алмаз приобретает поверхность, обладающую дырочной проводимостью с поверхностной концентрацией около 10^{13} см⁻² и подвижностью около 50-150 см²/В·с. Предположительно, проводимость возникает вследствие изгиба границы валентной зоны алмаза вплоть до уровня Ферми и формирования дырочного газа вблизи поверхности. Изгиб энергетических зон происходит в области порядка 1 нм вблизи поверхности, поэтому на поверхности гидрированного алмаза формируется естественный проводящий δ -слой (иногда его называют двумерным дырочным газом). Проводимостью слоя можно управлять с помощью эффекта поля, изготовив на нём полевой транзистор с барьером Шоттки или создав МДП-структуру. Полевые транзисторы обоих типов на гидрированном алмазе были успешно изготовлены [3]. В частности, была продемонстрирована удельная мощность с единицы длины затвора 2,1 Вт/мм на частоте 1 ГГц, что превышает соответствующий показатель для GaAs транзисторов. Дальнейшему развитию алмазных транзисторов препятствует недостаточная адгезия контактов с гидрированной

поверхностью, а также её ограниченная стабильность, но в последнее время виден определённый прогресс в решении данных проблем.

Относительно невысокая подвижность дырок в гидрированном слое алмаза означает, что для работы в ГГц диапазоне транзистор должен иметь длину затвора менее 1 мкм. При этом полезно иметь модель, позволяющую рассчитать характеристики алмазного транзистора, зная лишь физические свойства кристалла, которые могут быть легко измерены. Такая модель разработана в [4] на основе известной модели плавного канала, где затвор и проводящий канал полевого транзистора представлены как обкладки конденсатора с удельной ёмкостью C_j . Зная подвижность μ и скорость насыщения v_s дырок, длину L и ширину W затвора, можно рассчитать вольт-амперную характеристику транзистора. В [4] было произведено обобщение модели плавного канала на случай переменного тока в режиме слабых (линейных) сигналов и получены компоненты матрицы проводимости транзистора Y_{ij} как функции частоты f сигнала. Однако модель плавного канала не учитывает ряд характеристик реального транзистора, в частности зазоры исток-затвор и затвор-сток и пр. Поэтому модель реального транзистора представлена следующей эквивалентной схемой (рис. 1).

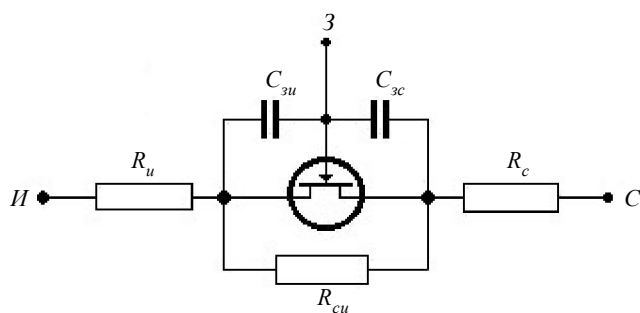


Рис. 1

Эквивалентная схема транзистора

В центре схемы на рис. 1 представлен «идеальный» транзистор с характеристиками, определяемыми моделью плавного канала. Сопротивления R_u и R_c моделируют зазоры исток-затвор и затвор-сток и равны произведению поверхностного сопротивления ρ гидрированного алмаза на отношение величины зазора к ширине затвора W . В режиме насыщения «идеальный» транзистор имеет горизонтальные вольт-амперные

характеристики и нулевые компоненты матрицы проводимости $Y_{12} = Y_{22} = 0$ (независимость от напряжения стока U_{cu}). Условие согласования с нагрузкой означает, что максимальный коэффициент усиления такого транзистора достигается при нагрузке с нулевой проводимостью $Y_L = Y_{22}^* = 0$, что на практике недостижимо. Поэтому необходимо учитывать наклон вольт-амперных характеристик в режиме насыщения, который наблюдается на реальных алмазных транзисторах с гидрированной поверхностью [4]. Такой наклон может быть смоделирован включением в схему сопротивления R_{cu} , которое учитывает возможные утечки под модулируемым каналом в теле кристалла. На основании анализа экспериментальных вольт-амперных характеристик транзисторов на гидрированном алмазе с различными размерами затвора в [4] предложено эмпирическое выражение $R_{cu} = 10^6 \times (L/W)$ Ом. Кроме того, при работе на высоких частотах становится существенной ёмкость, образуемая контактом затвора и контактами истока-стока. В эквивалентной схеме она моделируется конденсаторами C_{zu} и C_{zc} . По порядку величины они равны $\varepsilon \varepsilon_0 W$, где $\varepsilon = 5,7$ – диэлектрическая проницаемость алмаза, и слабо (логарифмически) зависят от величины зазора. В [4] использовалось эмпирическое выражение $C_{zc}/W = 0,5$ пФ/см и получено хорошее согласие рассчитанных коэффициентов усиления алмазных транзисторов с различными размерами затвора в зависимости от частоты при измерениях в режиме слабых сигналов.

Ёмкость контактов затвор-сток $C_{зс}$ приводит к появлению проводимости обратной связи $Y_{12} = -i\omega C_{зс}$ на высоких частотах. Обратная связь может являться источником неустойчивостей при работе транзистора, её желательно нейтрализовать. Простейшая цепь нейтрализации обратной связи включает «идеальный» трансформатор с повышающим коэффициентом N и комплексное сопротивление iX (рис. 2). Транзистор на схеме показан как четырёхполюсник с матрицей проводимостей Y_{ij} .

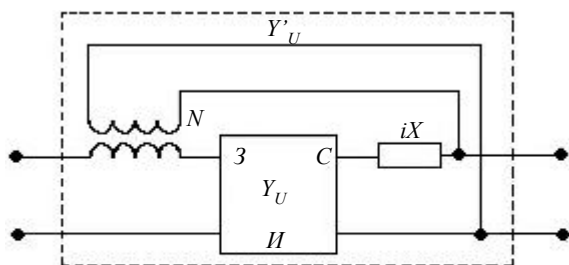


Рис. 2

Простейшая цепь нейтрализации обратной связи

Параметры N и X подбираются таким образом, чтобы матрица проводимостей всей цепи Y'_{ij} имела блочно-диагональный вид $Y'_{12} = 0$. В этом случае условия согласования проводимости генератора и нагрузки приобретают простой вид $Y_G = (Y'_{11})^*$, $Y_L = (Y'_{22})^*$, а максимальный коэффициент усиления $G_U = |Y'_{21}|^2 / (4 \operatorname{Re} Y'_{11} \operatorname{Re} Y'_{22})$.

В данной работе с помощью модели [4] произведён расчёт полевого транзистора на гидрированном алмазе в цепи с нейтрализацией обратной связи. Для расчёта брались следующие электрические характеристики алмаза с гидрированной поверхностью:

- подвижность дырок μ , $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$ – 100;
- поверхностная плотность дырок n_s , см^{-2} – $5 \cdot 10^{12}$;
- скорость насыщения дырок v_s , $\text{см}/\text{с}$ – 10^7 ;
- поверхностное сопротивление канала ρ , $\text{кОм}/\square$ – 12,5;
- удельная ёмкость подзатворного слоя C_i , $\text{мкФ}/\text{см}^2$ – 1.

Удельная ёмкость $1 \text{ мкФ}/\text{см}^2$ соответствует удельной ёмкости барьерного слоя затвора Шоттки, полученного термическим осаждением в вакууме алюминия на гидрированную поверхность алмаза. Она получена путём измерения вольт-фарадных характеристик [3].

Напряжение отсечки (при котором $I_{cu} = 0$) транзисторов на гидрированном алмазе с затвором Шоттки составляет $0 - +1 \text{ В}$, для определённости оно при расчётах принято равным 0. При напряжениях затвора свыше $-6 - -7 \text{ В}$ наблюдался пробой. Напряжение смещения затвора $U_{зи0}$ должно находиться в середине этого диапазона: при работе в режиме больших сигналов $U_{зи}$ меняется от 0 до $2U_{зи0}$ и не должно превышать напряжения пробоя затвора. Расчёт произведён для напряжения смещения затвора $U_{зи0} = -2 \text{ В}$ и напряжения смещения стока $U_{cu0} = -5 \text{ В}$, при которых транзистор находится в режиме насыщения.

Величины зазоров исток-затвор и затвор-сток взяты равными $0,5 \text{ мкм}$. Следует учитывать, что из-за зазора исток-затвор напряжение затвора относительно проводящего канала со стороны стока – напряжение затвора, которое должно учитываться в модели плавного канала (в табл. 2 – управляющее напряжение затвора) и отличается от $U_{зи0}$ на величину падения напряжения на сопротивлении R_u . В табл. 2 приведены результаты расчёта транзистора и параметров цепи при длинах затвора L от $0,5$ до $0,2 \text{ мкм}$ (сопротивления нормированы на ширину затвора $W = 1 \text{ мм}$).

Показано, что полевой транзистор на гидрированном алмазе с затвором Шоттки с длиной затвора $0,2 \text{ мкм}$ в режиме слабых сигналов может обеспечить коэффициент

усиления 13 дБ на частоте 15 ГГц и имеет частоту отсечки 60 дБ при условии нейтрализации. Вещественные части сопротивлений генератора Z_G и нагрузки Z_L положительны, что означает устойчивую работу транзистора.

Моделирование работы транзистора на основе алмаза с проводящим δ -легированным слоем

За основу взята модель, которая была разработана в [5-8] для известной модели плавного канала, но дополнена моделью транзистора (рис. 1). На рис. 3 и 4 приведены расчётные вольт-амперные характеристики транзистора с длиной затвора $L = 0,2$ мкм, с зазорами исток-затвор и затвор-сток 0,5 мкм с затвором Шоттки. Кривые построены вплоть до напряжения затвора $U_{zu} = -5$ В, выше возможен пробой. Снизу вольт-амперные характеристики ограничены прямой линией $I_{cu} = U_{cu} / (R_{cu} + R_c + R_u)$, на которой весь ток течёт через паразитное сопротивление R_{cu} .

В режиме переменного тока напряжения на затворе и стоке представляют сумму постоянных частей (смещений) и комплексных амплитуд:

$$U_{zu}(t) = U_{zu0} + U_{zu} e^{i\omega t}, \quad U_{cu}(t) = U_{cu0} + U_{cu} e^{i\omega t}.$$

В режиме слабых (линейных по амплитудам) сигналов соотношение амплитуд токов (I_{zu} , I_{cu}) и напряжений (U_{zu} , U_{cu}) определяется матрицей проводимости Y_{ij} транзистора, которая была получена в [6] в рамках разработанной модели. На высоких частотах становится существенным вклад паразитных ёмкостей, образуемых контактами затвора и истока-стока C_{zu} и C_{zc} . Они приводят к появлению проводимости обратной связи Y_{12} , которая может быть источником неустойчивости работы транзистора. Поэтому в дальнейших расчётах предполагается, что транзистор включён в цепь нейтрализации обратной связи с нулевой проводимостью обратной связи. При согласовании сопротивлений генератора и нагрузки максимальный коэффициент усиления цепи рассчитывается по формуле

$$G_U = |Y_{21} - Y_{12}|^2 / (4(\operatorname{Re}Y_{11}\operatorname{Re}Y_{22} - \operatorname{Re}Y_{12}\operatorname{Re}Y_{21})).$$

В режиме больших сигналов необходимо знать максимально допустимые значения амплитуд напряжений (U_{zu} , U_{cu}) и токов (I_{zu} , I_{cu}). При максимальном одностороннем усилении G_U ток и напряжение стока изменяются вдоль нагрузочной кривой, наклон которой определяется условиями согласования:

$$\frac{I_{cu}}{U_{cu}} = \frac{Z_{21} + Z_{12}^*}{Z_{22}Z_{12}^* - Z_{22}^*Z_{21}}$$

(при отсутствии обратной связи $Z_{12} = 0$ сводится к проводимости нагрузки $1/Z_{22}^*$). На рис. 3 и 4 показаны нагрузочные кривые, соответствующие максимальному G_U и проходящие через точки, соответствующие напряжению смещения затвора $U_{zu0} = -2$ В (на рис. 3) и -3 В (на рис. 4) при $U_{zc0} = -5 \dots -30$ В. Для определения максимально допустимых амплитуд тока необходимо задать следующие условия:

- 1) ток стока I_{cu} должен находиться выше нижней границы вольт-амперных характеристик $U_{cu} / (R_{cu} + R_c + R_u)$;
- 2) ВАХ транзистора не должны выходить за пределы режима насыщения;
- 3) напряжение затвора не должно превышать -5 В с целью исключения возможности пробоя.

В противном случае режим работы транзистора будет существенно нелинейным. Границы амплитуд, удовлетворяющие этим требованиям, показаны стрелками вдоль нагрузочных кривых на рис. 3 и 4. Максимальная выходная мощность транзистора рассчитывается по максимальным значениям амплитуд $W_{FET\text{вых}} = (1/2)\operatorname{Re}(I_{cu}U_{cu}^*)$. Она

несколько превышает выходную мощность цепи $W_{вых}$, так как часть мощности отводится на вход цепи для нейтрализации обратной связи.

Таблица

Параметры транзистора с длиной затвора $L = 0,2$ мкм

Напряжение стока U_{cu} , В	-10	-15	-20	-25	-30
Коэффициент усиления G_U , дБ	14,3	14,2	14,0	13,9	13,7
Наклон нагрузочной кривой $ I_{cu}/U_{cu} $, мС/мм	13,1	13	12,9	12,7	12,6
Максимальная амплитуда напряжения затвора U_{zu} , В	0,49	0,95	1,41	1,91	1,79
Максимальная входная мощность цепи $W_{вх}$, мВт/мм	2,5	9,6	21,4	40,1	36,0
Максимальная выходная мощность цепи $W_{вых}$, мВт/мм	108	420	932	831	701

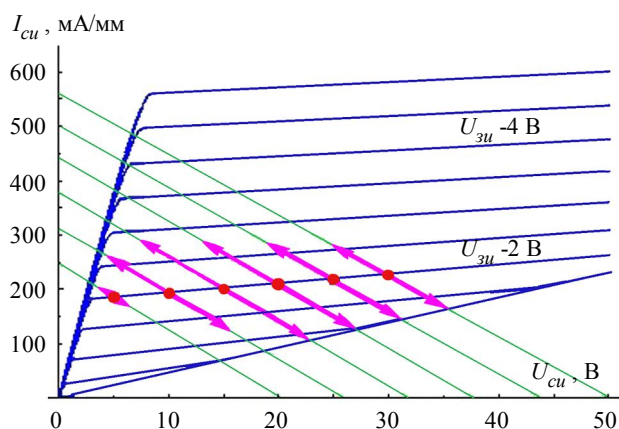


Рис. 3

Вольт-амперные характеристики транзистора с длиной затвора 0,2 мкм (от $U_{zu} = 0$ до -5 В с интервалом 0,5 В) и нагрузочные кривые с наклоном при смещении затвора -2 В и частоте 15 ГГц

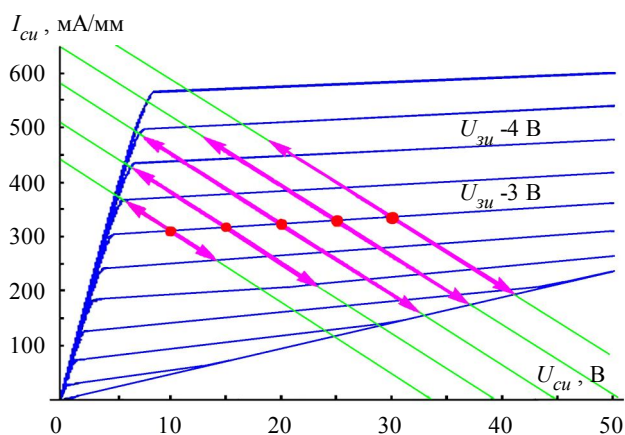


Рис. 4

Вольт-амперные характеристики транзистора с длиной затвора 0,2 мкм (от $U_{zu} = 0$ до -5 В с интервалом 0,5 В) и нагрузочные кривые с наклоном при смещении затвора -3 В и частоте 15 ГГц

Результаты расчёта предельных режимов работы алмазного транзистора с длиной затвора 0,2 мкм на частоте 15 ГГц при напряжении смещения затвора -3 В в режиме максимального G_U представлены в таблице. В ряде случаев выходная мощность отличается от $G_U W_{вх}$ на 20-30 %. Расхождение возникает из-за нелинейности вольт-амперных характеристик и является оценкой точности расчёта. При напряжении смещения стока -20 В транзистор может иметь выходную мощность 0,93 Вт/мм с единицы длины затвора. Мощности нормированы на ширину затвора 1 мм.

Примечание: транзистор работает в режиме максимальной мощности в цепи нейтрализации обратной связи на частоте 15 ГГц при напряжении затвора $U_{zu} = -3$ В и различных напряжениях стока. Мощности нормированы на ширину затвора 1 мм.

Заключение

1. Рассчитаны параметры полевого транзистора в режиме слабых сигналов на алмазе с гидрированной поверхностью с характерной подвижностью $100 \text{ см}^2/\text{В}$ и с поверхностной концентрацией дырок $5 \times 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Установлено, что для достижения коэффициента усиления 12 дБ на частоте 15 ГГц длина затвора

транзистора не должна превышать 0,2 мкм при зазорах затвор-сток и исток-затвор не выше 0,5 мкм при условии работы в цепи с нейтрализацией обратной связи.

2. Рассчитаны рабочие характеристики транзистора с параметрами в режиме большой мощности. Установлено, что при напряжении смещения затвора 3 В и напряжении смещения стока 20 В данный транзистор может достичь удельной мощности 0,93 Вт/мм с единицы ширины затвора на частоте 15 ГГц. Таким образом, для достижения выходной мощности 50 Вт необходима суммарная ширина затвора 54 мм.

Литература

1. C. J. H. Wort, R. S. Balmer. Diamond as an electronic material // *Materials today*. – 2008. – V. 11. – P. 22.
2. Васильев А. Г., Колковский Ю. В., Концевой Ю. А. СВЧ приборы и устройства на широкозонных полупроводниках. – М.: ТЕХНОСФЕРА. – 2011. – С. 186-199.
3. M. Kasu, K. Ueda, Y. Yamauchi, A. Tallaire, T. Makimoto. Diamond-based RF power transistors: Fundamentals and applications // *Diamond and Related Materials*. – 2007. – V. 16. – P. 1010.
4. Алтухов А. А., Зяблюк К. Н., Митягин А. Ю., Талипов Н. Х., Чучева Г. В. Модель алмазного транзистора // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2011. – № 6. – С. 13.
5. *CVD Diamond for Electronic Devices and Sensors* // ed. By R.S. Sussmann, John Wiley and Sons, 2009.
6. Shiomi H., Nishibayashi Y., Toda N., Shikata S.-I. Pulse-doped diamond p-channel metal semiconductor field-effect transistor // *Electron Device Letters, IEEE*. – 1995. – V. 16. – P. 36-38.
7. Алтухов А. А., Афанасьев М. С., Зяблюк К. Н., Митягин А. Ю., Талипов Н. Х., Чучева Г. В. Формирование дельта-легированного водородом р-слоя в природных и CVD-кристаллах алмаза // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2011. – № 5. – С.14-16.
8. Алтухов А. А., Зяблюк К. Н., Митягин А. Ю., Талипов Н. Х., Чучева Г. В. Модель алмазного транзистора // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2011. – № 6. – С. 13.

Готовится к публикации

в вып. 2(231) 2013 г. статья

**А. А. Орликовского, В. В. Вьюркова, К. В. Руденко, И. А. Семенихина,
Д. А. Свинцова, А. В. Мьяконьких, С. Н. Филиппова, А. Е. Рогожина**

“Эволюция МДП нанотранзистора”

Рассмотрены проблемы и перспективы развития кремниевой наноэлектроники. Одним из сдерживающих факторов продвижения в меньшие размеры элементов интегральной схемы на объёмной подложке является потребляемая мощность, требующая применения дорогостоящих устройств интенсивного охлаждения. Использование подложки «кремний на изоляторе» (КНИ) со сверхтонким слоем нелегированного кремния в сочетании с металлическими затворами и подзатворными диэлектриками с высокой диэлектрической проницаемостью обеспечивает дальнейший прогресс кремниевой электроники, заключающийся в уменьшении размеров элементов, снижении энергопотребления и увеличении быстродействия. Моделирование транзисторов малых размеров требует использования уравнений квантовой механики. Результаты моделирования позволяют выявить степень влияния реалистических неоднородностей канала (заряженные центры и шероховатые стенки) на характеристики транзисторов в схеме, включая шумовые характеристики. Проведено сравнение КНИ транзисторов с конкурирующими приборами. Использование новых материалов наноэлектроники (графена, углеродных нанотрубок, молекул и др.) в качестве канала в обычной структуре полевого транзистора пока остаётся проблематичным. Твердотельные конструкции квантовых компьютеров, которые могут быть реализованы средствами микро- и наноэлектроники, представляют собой естественное продолжение развития технологии интегральных схем.