

УДК 621.382.416

МОДЕЛИРОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ НА НЕМТ-ТРАНЗИСТОРЕ

© 2001 г. А. М. Бобрешов, Л. И. Аверина, А. И. Лопатин

Воронежский государственный университет

Проведено моделирование линейных и нелинейных свойств каскада малошумящего усилителя (МШУ) на транзисторе с высокой подвижностью электронов (НЕМТ-транзисторе). На основе численной модели НЕМТ-транзистора определены его малосигнальные параметры и получены характеристики блокирования и верхней границы динамического диапазона по линейности МШУ в зависимости от мощности входной помехи. Проведен их анализ для различных значений параметров транзистора и режимов его работы. Проведен расчет коэффициента подавления собственного шума и показано, что он будет зависеть не только от нелинейных свойств транзистора, но и от соотношения уровней всех его шумовых источников. Также проанализирована устойчивость исследуемого усилителя при его работе в нелинейном режиме.

ВВЕДЕНИЕ

Резкое усложнение радиоэлектронной обстановки, обусловленное увеличением номенклатуры, плотности размещения и расширением диапазонов рабочих частот радиоэлектронных средств различного функционального назначения приводит к ужесточению требований, предъявляемых к современным транзисторам, используемых во входных каскадах усилителей, с точки зрения их частотных свойств и шумовых характеристик. Решение данной задачи может быть облегчено за счет применения транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ-транзисторов), превосходящих по этим параметрам обычные полевые транзисторы с затвором Шоттки [1, 2]. Применение данных транзисторов в малошумящих усилителях (МШУ) требует исследования их работы не только в линейном, но и в нелинейном режиме работы усилителей.

С другой стороны, требования к минимизации стоимости разработки и оптимизации структуры транзистора, предсказания его параметров до изготовления, приводят к возрастанию интереса разработчиков к моделированию его работы.

МОДЕЛЬ УСИЛИТЕЛЯ

Для моделирования характеристик каскада МШУ необходимо, прежде всего, выбрать модель транзистора, на базе которого строится усилитель. Эта модель должна иметь возможность изменения как электрофизических и геометрических параметров транзистора, так и режима его работы по постоянному току для анализа влияния этих параметров на рассматриваемые характеристики каскада МШУ. В случае НЕМТ-транзистора существует большое разнообразие таких моделей [3, 4], удовлетворяющих полностью или частично вышеуказанным требованиям. Однако большая часть из них дает большое количество данных, которые не всегда можно интерпретировать. Кроме того, расчет нелинейных характеристик схемы на основе этих моделей оказывается задачей иногда просто не решаемой. С другой стороны, существует ряд аналитических моделей [5,6], обладающих приемлемой точностью и не требующих применения больших вычислительных затрат. Эти модели позволяют рассчитать значения параметров эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора, поэтому в данной работе была выбрана эквивалентная схема каскада МШУ, представленная на рис. 1.

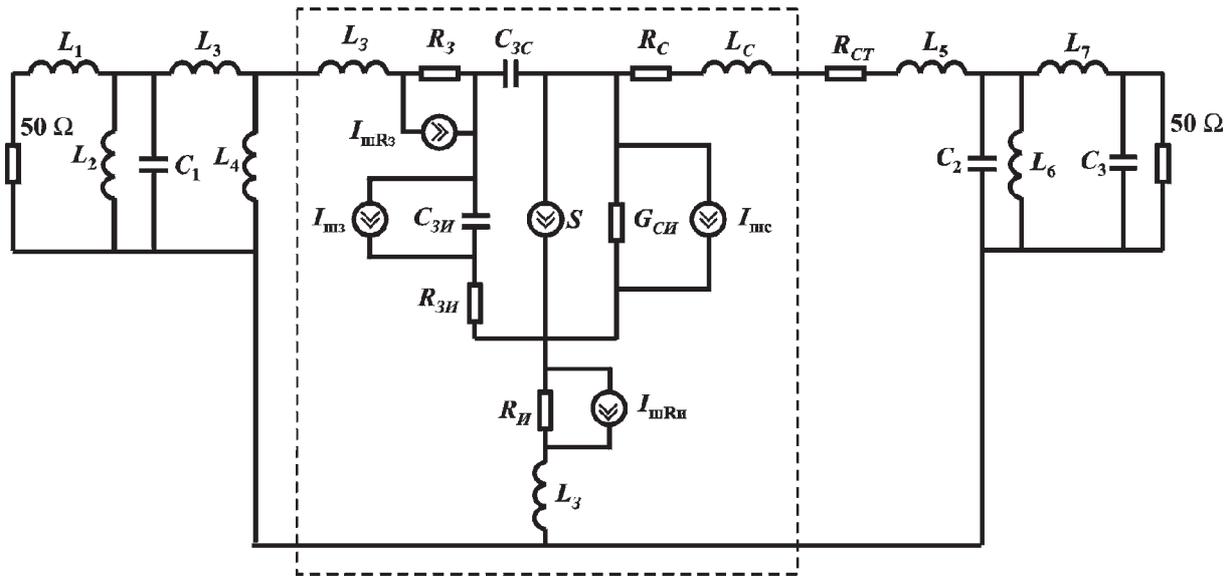


Рис. 1. Эквивалентная схема каскада МШУ на НЕМТ-транзисторе

На этом рисунке пунктиром выделена схема самого НЕМТ-транзистора. При этом считается, что нелинейными элементами являются емкости $C_{зи}$, $C_{зс}$, сопротивление $R_{зи}$, выходная проводимость $G_{си}$ и крутизна S . Параметры входных согласующих цепей получены из условия достижения минимального коэффициента шума усилителя, а выходных — на стадии формирования требуемой амплитудно-частотной характеристики усилительного каскада. Для анализа нелинейных свойств каскада удобно использовать метод функциональных рядов Вольтерра. Выбор метода обусловлен его эффективностью применительно к слабо нелинейным системам, нелинейные характеристики которых можно аппроксимировать рядом третьей степени, или для небольших уровней мощностей входного воздействия. В модель каскада МШУ также входит сопротивление R_{cm} , которое служит для предотвращения самовозбуждения усилителя. Величина этого сопротивления выбирается из условия превышения единицы коэффициента устойчивости транзистора в рабочей полосе частот.

МОДЕЛЬ НЕМТ-ТРАНЗИСТОРА

В модели, представленной в [5] прежде всего, находится зависимость концентрации электронов двумерного электронного газа НЕМТ-транзистора в его потенциальной яме от распределения потенциала в канале.

Для получения этой зависимости необходимо решать одномерное уравнение Пуассона

на совместно с уравнением Шредингера для описания распределения электронов в перпендикулярном к затвору направлении [2,7]:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dy} \left[\epsilon \epsilon_0 \frac{d}{dy} U(y) \right] + q[N(y) - n(y)] &= 0 \\ \frac{\hbar^2}{2} \left[\frac{d}{dy} \left(\frac{1}{m^*} \frac{d\Psi_i}{dy} \right) \right] + [E_i - V(y)]\Psi_i(y) &= 0 \end{aligned} \right. \quad (1)$$

Здесь y — координата, отсчитываемая от верхней поверхности транзистора; $\epsilon \epsilon_0$ — диэлектрическая проницаемость слоев транзистора; $U(y)$ — электростатический потенциал, отсчитываемый от уровня Ферми E_F в металле; q — элементарный положительный заряд; $N(y)$ — концентрация ионизированной примеси; $n(y)$ — концентрация электронов; \hbar — постоянная Планка; m^* — эффективная масса электрона; Ψ_i , E_i — волновая функция электрона и энергия дна i подзоны соответственно; $V(y)$ — потенциальная энергия электрона.

Эти уравнения дополняются следующими граничными условиями [8]:

- на границе раздела металл — полупроводник $U(0) = U_0$ — высота барьера Шоттки.
- на гетеропереходе $\Psi(d) = 0$ $U(d^+) - U(d^-) = \Delta U$ — разрыв потенциала.
- в глубине квазиравновесной области подложки $U(D) = V_T \cdot \ln(n_B/N_c) + V$ $Y(D) = 0$.

Здесь V_T — термический потенциал; n_B — равновесная концентрация электронов в подложке; N_c — эффективная плотность состояний зоны проводимости; V — потенциал канала, отсчитываемый от поверхности транзистора.

Концентрация электронов определяется выражениями

$$n(y) = n_B * \exp\left(-\frac{U(D) - U(y)}{V_T}\right)$$

в предположении отсутствия тока затвора и

$$n(y) = q \sum_{i=0}^{\infty} n_i |\Psi_i(y)|^2 \quad (2)$$

$$n_i = \frac{m^* q V_T}{\pi \hbar^2} \operatorname{Ln} \left[1 + \exp\left(\frac{E_F - E_i}{q V_T}\right) \right]$$

для распределения электронов в канале.

Самосогласованное решение уравнений системы (1) достигается последовательным решением этих уравнений до достижения сходимости [9]. Эти уравнения сначала нормировались, а затем проводилась их дискретизация с использованием метода конечных разностей. При этом считалось, что ток затвора транзистора пренебрежимо мал, что справедливо как в области отрицательных, так и малых положительных напряжениях смещения на затворе. Для решения уравнения Пуассона использовался метод Гуммеля, и возникающая система линейных алгебраических уравнений решалась методом прогонки [10]. Решение этого уравнения дает распределение потенциала в перпендикулярном к каналу направлении, а значит, определяет форму квантовой ямы. Для решения уравнения Шредингера сначала определялись энергии дна подзон, которые вычислялись с использованием последовательностей Штурма как собственные значения трехдиагональной матрицы, соответствующей этому уравнению [11]. При этом верхняя и нижняя границы собственных значений определялись по теореме Гершгорина. Затем уравнение Шредингера решалось для нахождения волновых функций для произвольного количества энергетических подзон с использованием метода пристрелки. Это дает поперечное распределение концентрации электронов в канале, которое используется для решения уравнения Пуассона.

Таким образом, в результате решения системы уравнений (1) мы получаем зависимость

концентрации электронов двумерного электронного газа в канале НЕМТ-транзистора от потенциала канала:

$$n_s = \int_{\text{канал}} n(y) dy.$$

Предложенный способ самосогласованного решения уравнений (1) был применен к моделированию AlGaAs/GaAs НЕМТ-транзистора с прямой структурой (рис. 1) со следующими параметрами [3]: толщина легированного слоя AlGaAs — 53 нм, нелегированного слоя AlGaAs — 2 нм, $n_B = 10^{14} \text{ см}^{-3}$, $\Delta U = 0,23 \text{ В}$, $U_0 = 1 \text{ В}$, концентрация электронов в легированном слое AlGaAs $N(n^+ \text{-AlGaAs}) = 10^{18} \text{ см}^{-3}$, в нелегированном слое AlGaAs $N(\text{AlGaAs}) = 10^{14} \text{ см}^{-3}$, в слое GaAs $N(\text{GaAs}) = -10^{14} \text{ см}^{-3}$.

В результате получена следующая зависимость для концентрации электронов в канале (рис. 2). Видно, что рассмотренная структура транзистора является нормально открытой, поскольку при $V = 0$ концентрация электронов достигает своего максимального значения, и затем она уменьшается с ростом напряжения V по закону, близкому к линейному. В области отсечки концентрация электронов экспоненциально уменьшается с ростом V , что качественно совпадает с результатами работы [12].

Кроме того, вид волновых функций $\Psi_i(y)$ позволяет проанализировать распределение электронов в канале транзистора (2), в направлении, перпендикулярном к затвору (рис. 3). Поскольку $|\Psi_i|^2$ определяет вероятность нахождения электрона в точке y , то таким образом мы получаем распределение электронов в дву-

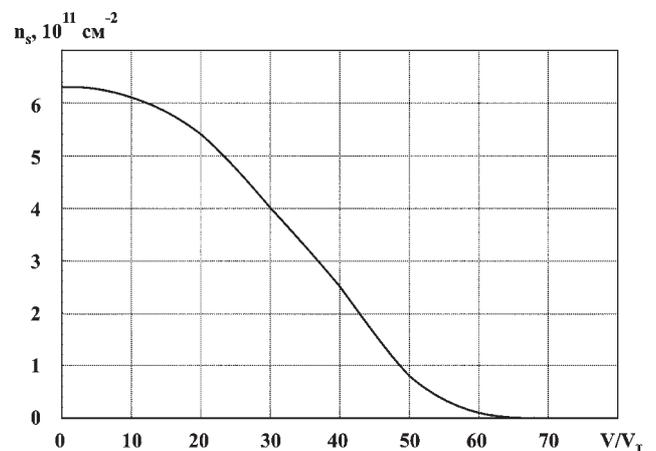


Рис. 2. Зависимость концентрации электронов в канале от распределения потенциала для НЕМТ-транзистора

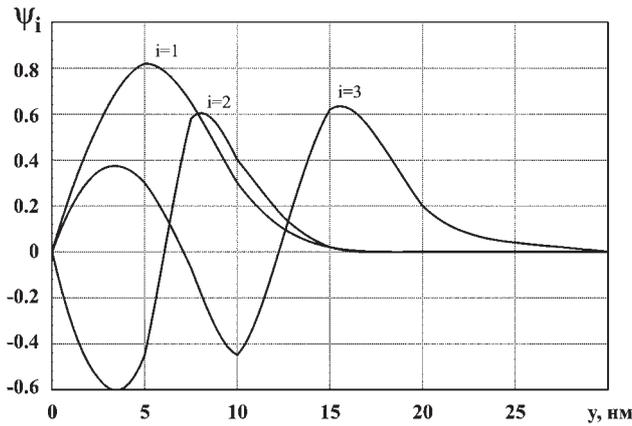


Рис. 3. Вид волновых функций электрона в направлении, перпендикулярном к каналу для НЕМТ-транзистора

мерной потенциальной яме НЕМТ-транзистора для разных энергетических подзон.

Для обычных НЕМТ-структур расчет зависимости концентрации электронов двумерного электронного газа в его потенциальной яме от распределения потенциала в канале может быть осуществлен при использовании аппроксимации треугольной потенциальной ямы с двумя квантованными энергетическими уровнями [13, 14]. Кроме того, уравнение модели управления зарядом, для соответствия численно рассчитанной плотности двумерного электронного газа, может быть также использовано и для описания плотности свободных электронов и ионизованных доноров в легированном слое. Таким образом, все 3 компоненты заряда представляются одной формулой, но с различными подгруппочными параметрами. Это уравнение может быть записано при неравновесных условиях в виде

$$n_{si}(U_{зи}, U(x)) = n_{0i} * \left[\alpha_i + (1 - \alpha_i) \times \tanh \frac{U_{зи} - U_{mi} - U(x)}{U_{1i}} \right], \quad (3)$$

где $U_{зи}$ — напряжение затвор—исток, $U(x)$ — потенциал канала (x — координата, параллельная каналу) и n_{0i} , а, U_{mi} и U_{1i} — модельные параметры. Индекс i соответствует трем компонентам заряда.

В общем случае полный ток стока НЕМТ-транзистора определяется компонентой, связанной с двумерным электронным газом и компонентой свободных электронов в легирован-

ном слое. Каждая компонента может быть записана как

$$I_{Ci} = qZn_{si}(U_{зи}, U(x)) * V_i(x), \quad (4)$$

где q — модуль заряда электрона, Z — ширина затвора, и $V_i(x)$ — скорость электронов:

$$V_i(x) = \begin{cases} \frac{\mu_i E(x)}{1 + E(x)/E_{1i}}, & E(x) < E_{ni} \\ V_{ni} & E(x) \geq E_{ni} \end{cases},$$

$$E_{1i} = \frac{E_{ni}}{(\mu_i E_{ni} / V_{ni}) - 1}.$$

Здесь μ_i — подвижность в слабом поле, E_{ni} — критическое электрическое поле, V_{ni} — скорость насыщения электронов при $E = E_{ni}$. Отсюда могут быть легко получены компоненты тока стока как для линейной области ВАХ

$$I_{cwi} = \frac{q\mu_i Z n_{0i} (1 - \alpha_i) U_{1i}}{L + U_{cu} / E_{1i}} \times \left[\frac{\alpha_i U_{cu}}{(1 - \alpha_i) U_{1i}} - \ln \left(\cosh \left(\frac{U_{зи} - U_{mi} - U_{cu}}{U_{1i}} \right) \right) + \ln \left(\cosh \left(\frac{U_{зи} - U_{mi}}{U_{1i}} \right) \right) \right],$$

так и для области насыщения

$$I_{cwi} = \frac{q\mu_i Z n_{0i} (1 - \alpha_i) U_{1i}}{L_{ci} + U_{si} / E_{1i}} * \left[\frac{\alpha_i U_{ni}}{(1 - \alpha_i) U_{1i}} - \ln \left(\cosh \left(\frac{U_{зи} - U_{mi} - U_{ni}}{U_{1i}} \right) \right) + \ln \left(\cosh \left(\frac{U_{зи} - U_{mi}}{U_{1i}} \right) \right) \right].$$

Здесь U_{ni} — потенциал канала в точке, где происходит насыщение скорости электронов и L — длина затвора. Потенциал U_{ni} может быть найден из условия сшивания решений для линейной и насыщенной части ВАХ.

Эффективная длина канала L_{ci} в насыщении определяется следующей формулой:

$$L_{ci} = L - \frac{2d_{ni}}{\pi} * \sinh^{-1} \frac{\pi(U_{cu} - U_{ni})}{2d_{ni} E_{ni}}, \quad (5)$$

где d_{ni} — толщина канала в насыщении, U_{cu} — напряжение сток — исток.

Однако формула (5) может быть модифицирована для исследования зависимости параметров транзистора от длины его затвора, что не сделано в [5]. Это может быть осуществлено в предположении, что толщина канала в насыщении изменяется пропорционально изменению длины затвора

$$L / d_n = \text{const} \quad (6)$$

Использование формулы (6) дает возможность исследования увеличения крутизны и уменьшения емкостей прибора при уменьшении длины затвора, что определяет усиительные свойства НЕМТ-транзистора и его быстродействие.

Такое представление позволяет получить выходные характеристики транзистора для всего диапазона рабочих напряжений, прикладываемых к транзистору с учетом паразитной проводимости в легированном слое.

Крутизна S и выходная проводимость G_{cu} могут быть определены дифференцированием тока стока в первом случае по напряжению на затворе, а во втором — по напряжению на стоке, при фиксированном втором напряжении

$$S = \left. \frac{dI_c}{dU_{zu}} \right|_{U_{cu} = \text{const}}, \quad G_{cu} = \left. \frac{dI_c}{dU_{cu}} \right|_{U_{zu} = \text{const}}.$$

Нелинейные компоненты емкости транзистора могут быть найдены из расчета емкости его затвора, которая учитывает как изменение заряда электронов двумерного электронного газа в канале транзистора, так и изменение заряда электронов в легированном слое и заряда ионизированных доноров. В неравновесных условиях общая емкость затвора может быть определена как

$$C_z = \left. \frac{dQ_z}{dU_{zu}} \right|_{U_{cu} = \text{const}} = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial}{\partial U_{zu}} \int_0^L Z n_{si}(x) dx.$$

После этого емкости транзистора могут быть вычислены следующим образом

$$C_{zc} = - \left. \frac{dQ_z}{dU_{cu}} \right|_{U_{zu} = \text{const}} = - \sum_{i=1}^3 \frac{\partial}{\partial U_{cu}} \int_0^L q Z n_{si}(x) dx$$

и

$$C_{zu} = C_z - C_{zc}.$$

В этих формулах при интегрировании предполагается, что в области до насыщения

плотность двумерного электронного газа определяется по формуле (1), а в области насыщения она остается постоянной и равной своему значению в точке канала, где происходит насыщение скорости электронов. Последнее утверждение основывается на постоянстве скорости электронов в области насыщения в канале при заданной плотности тока, в соответствии с формулой (4).

Величина сопротивления непокрытой части канала R_{zi} может быть оценена из полученной емкости затвор-исток в предположении постоянного времени распространения сигнала в транзисторе [15]:

$$\tau = \frac{L}{V_n} = \frac{1}{R_{zi} C_{zi}}. \quad (7)$$

Справедливость данного предположения основывается на том, что в области насыщения вольт-амперной характеристики большая часть канала является областью насыщения, где электроны движутся с постоянной скоростью. Именно этот режим используется в усилительных каскадах входных приемников.

Выбранная модель позволяет рассчитать поведение нелинейных элементов НЕМТ-транзистора от одновременной зависимости двух напряжений — затвора и стока. Значения линейных элементов схемы (последовательные сопротивления и индуктивности истока, стока и затвора) взяты типичными для этих транзисторов с учетом падения напряжения на них.

Для расчета зависимости параметров эквивалентной схемы от рабочего режима транзистора и нахождения коэффициентов их разложения в ряды Тейлора на основе описанной модели была написана программа на языке Delphi 3.0.

Значение каждого из элементов эквивалентной схемы транзистора в общем случае зависит как от напряжения на его стоке, так и на затворе. Для транзисторов с затвором Шоттки параметры его эквивалентной схемы зависят практически только от одного из напряжений [16, 17], что позволяет пренебречь зависимостью от второго из напряжений, и тем самым упростить его математическую модель. В случае же НЕМТ-транзистора, как показывают проведенные расчеты, так делать уже нельзя.

ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИ МШУ

Моделирование было проведено для AlGaAs/GaAs НЕМТ-транзистора с прямой структурой, приведенной на рис. 4.

При этом были использованы следующие значения параметров: уровень легирования слоя AlGaAs $N_2 = 2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, толщина этого слоя $d_2 = 230 \text{ \AA}$, толщина нелегированного слоя AlGaAs (спейсера) $d_1 = 30 \text{ \AA}$, высота барьера Шоттки $\phi_B = 0,95 \text{ эВ}$, диэлектрическая проницаемость слоя AlGaAs $\epsilon_2 = 1,07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/см}$, разрыв зоны проводимости $\Delta E_c = 0,286 \text{ эВ}$, ширина затвора $Z = 100 \text{ мкм}$, длина затвора $L = 0,25 - 1 \text{ мкм}$, максимальная концентрация электронов в канале $n_{01} = 1,02 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, в легированном слое AlGaAs $n_{02} = 8,4 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$, максимальная концентрация нейтрализованных доноров в слое AlGaAs $n_{03} = 3,5 \cdot 10^{-12} \text{ см}^{-2}$, напряжение отсечки для электронов в канале $U_{01} = -0,56 \text{ В}$, в легированном слое AlGaAs $U_{02} = 0,54 \text{ В}$, напряжение $U_{03} = 0,33 \text{ В}$, подвижность электронов в канале $\mu_1 = 5800 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$, в слое AlGaAs $\mu_2 = 1000 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$, скорость насыщения для электронов в канале $V_{нас1} = 1,85 \cdot 10^7 \text{ см/с}$, в легированном слое AlGaAs $V_{нас2} = 10^7 \text{ см/с}$, величина напряженности электрического поля, при которой происходит насыщение скорости электронов в канале $E_{нас1} = 3,5 \text{ кВ/см}$, в слое AlGaAs $E_{нас2} = 10 \text{ кВ/см}$.

В качестве модели МШУ был выбран каскад усилителя с коэффициентом усиления 9 дБ для рабочей точки $U_s = 0 \text{ В}$, $U_c = 2 \text{ В}$ в полосе частот (9,7—13,7) ГГц. Выбор рабочей точки обусловлен требованием минимизации коэффициента шума рассматриваемого усилителя при допустимом снижении его усиления.

ОБОСНОВАНИЕ МОДЕЛИ

На рис. 5 приведены характеристики верхней границы динамического диапазона по линейности $D_{л}$ для рассматриваемого каскада усилителя в зависимости от напряжения на его затворе, для разных напряжений на его стоке. Значение этой границы определялось уровнем входной мощности сигнала при компрессии на 3 дБ [18].

При учете в математической модели зависимости каждого элемента только от одного напряжения, мы получили семейство кривых, практически не зависящих от напряжения на стоке. На рис. 5 вынесены только две из них,

для напряжений на стоке $U_{с1} = 0,8 \text{ В}$ и $U_{с1} = 1,4 \text{ В}$ (кривые 1, 2). Для этих же напряжений на стоке на рисунке 5 приведены кривые, рассчитанные с учетом зависимости элементов транзистора от обоих напряжений (кривые 3, 4). Они наиболее наглядно демонстрируют влияние учета зависимости элементов эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора от двух напряжений. Как видно, приведенные кривые 3 и 4 характеризуют увеличение значения границы линейности $D_{л}$ с повышением напряжения на стоке. Такая же картина имеет место у реальных НЕМТ-транзисторов. При увеличении $U_{с1}$ в пределах допустимого изменения разница значений $D_{л}$ может достигать 8 дБ (например, для НЕМТ-транзистора ATF-33143 фирмы Hewlett Packard). В работе проанализировано влияние учета зависимости от двух напряжений каждого элемента эквивалентной схемы транзистора.

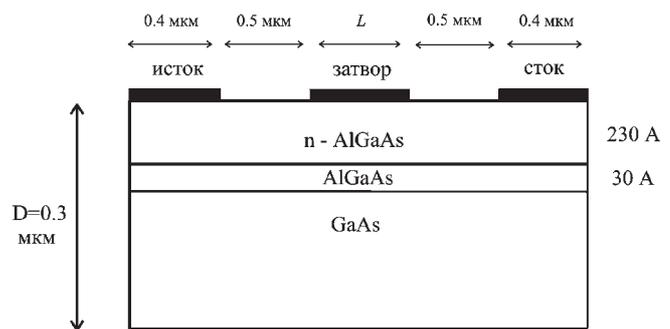


Рис. 4. Структурная схема НЕМТ-транзистора

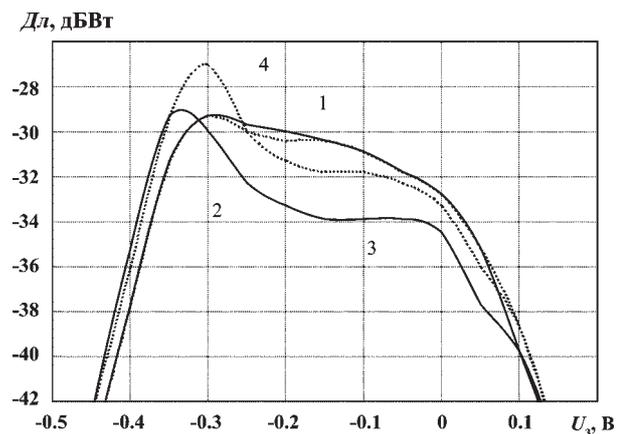


Рис. 5. Зависимость верхней границы линейности МШУ от напряжения на затворе НЕМТ-транзистора для разных напряжений на его стоке U_c и учета зависимости параметров его эквивалентной схемы от одного и от двух напряжений (кривая 1 — для $U_c = 0,8 \text{ В}$ при учете 1 напряжения, кривая 2 — для $U_c = 1,4 \text{ В}$ при учете 1 напряжения; кривая 3 — для $U_c = 0,8 \text{ В}$ при учете двух напряжений, кривая 4 — для $U_c = 1,4 \text{ В}$ при учете двух напряжений)

Определено, что наибольший вклад в изменение верхней границы динамического диапазона по линейности $D_{лн}$ при фиксированном напряжении на затворе наряду с другими вносят входная емкость $C_{зи}$ и крутизна S .

Для более наглядного представления результатов, на рис. 6 приведены зависимости $D_{лн}$ от напряжения на стоке НЕМТ-транзистора для различных напряжений на его затворе.

Здесь пунктирные кривые получены для математической модели с параметрами, зависящими только от одного напряжения, а сплошные — от обоих. Как следует из рисунка, в первом случае имеется небольшая зависимость от напряжения на стоке только для $U_{зи} = -0,4$ В, в то время как во втором — для всех приведенных напряжений на затворе. Меняется и сам характер зависимости, причем, принципиально, для $U_{зи} = -0,4$ В.

На рис. 7 проведено сравнение теоретически рассчитанного изменения верхней границы динамического диапазона по линейности $\Delta D_{лн} = D_{лн}(U_{зи} = -0,1 \text{ В}) - D_{лн}(U_{зи} = 0 \text{ В})$ (см. рис. 6) от напряжения на его стоке, с экспериментальными данными для транзистора АТФ-35143 (точки). Сплошная линия на этом рисунке соответствует математической модели с параметрами, зависящими от обоих напряжений, а пунктирная — только от одного. Можно видеть, что учет зависимости элементов эквивалентной схемы НЕМТ-транзистора одновременно от двух напряжений позво-

ляет получить результаты, лучше согласующиеся с экспериментом.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМС

Для расчета характеристик электромагнитной совместимости (ЭМС) МШУ можно воспользоваться существующими пакетами схемотехнического моделирования, предварительно адаптировав их к решению данной задачи. Однако более удобно использовать специализированные пакеты программ для расчета параметров ЭМС приборов СВЧ, позволяющими получить окончательные результаты уже в готовом виде. Для этого был разработан пакет программ в соответствии с ГОСТ 29180-91 [19, 20].

На рис. 8 приведены нормированные характеристики коэффициентов блокирования $K_{бл} \cdot K_{ус}(U_3) / K_{ус}(U_{3\text{ опт}})$, рассчитанные для МШУ на НЕМТ-транзисторе с длиной затвора 0,5 мкм при $U_c = 2$ В и различных напряжениях U_3 : 1 — $U_3 = -0,1$ В; 2 — $U_3 = -0$ В; 3 — $U_3 = 0,1$ В; 4 — $U_3 = 0,2$ В.

Как правило, в качестве оптимального выбирается режим максимального усиления, который достигается при $U_3 = -0,1$ В (кривая 2). Однако для обеспечения электромагнитной совместимости лучшими считаются те режимы, которые обеспечивают большее значение верхней границы динамического диапазона по блокированию [21]. Кривая 5 на рисунке 6 для $U_3 = 0,2$ В является в этом смысле наилучшей

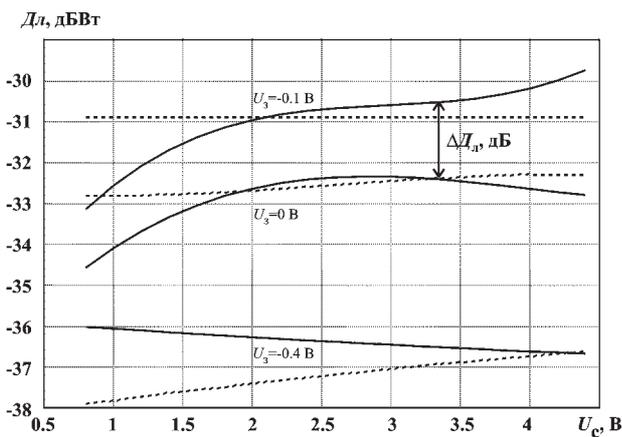


Рис. 6. Зависимость верхней границы линейности МШУ от напряжения на стоке НЕМТ-транзистора для разных напряжений на его затворе U_3 и учета зависимости параметров его эквивалентной схемы от одного и от двух напряжений (пунктирные кривые — при учете 1 напряжения; сплошные — при учете двух напряжений)

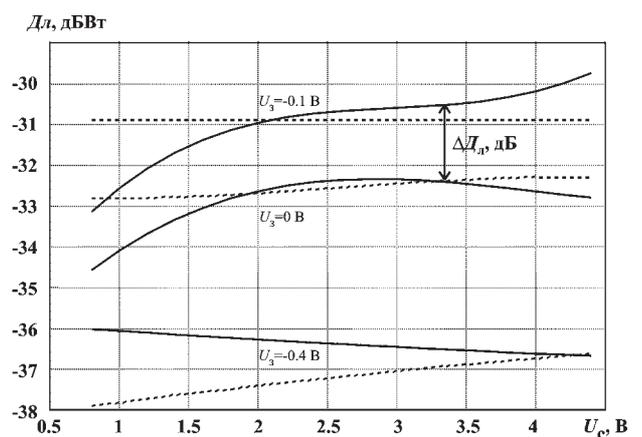


Рис. 7. Зависимость изменения верхней границы линейности МШУ от напряжения на стоке НЕМТ-транзистора, для напряжений на его затворе $-0,1$ В и 0 В (пунктирная кривая — при учете 1 напряжения, сплошная — при учете двух напряжений, точки — экспериментальные данные)

по уровню -3дБ . Таким образом, незначительно снизив коэффициент усиления (на 1 дБ) можно увеличить верхнюю границу динамического диапазона на 8 дБ .

Рассмотрим теперь зависимости коэффициентов блокирования при различных напряжениях на стоке. На рис. 9 приведены нормированные характеристики коэффициентов блокирования $K_{\text{бл}} \cdot K_{\text{ус}}(U_c) / K_{\text{ус}}(U_{\text{с опт}})$, рассчитанные для МШУ на НЕМТ-транзисторе при $U_3 = 0,2\text{ В}$ и различных напряжениях U_c : 1 — $U_c = 1,5\text{ В}$; 2 — $U_c = 2\text{ В}$; 3 — $U_c = 2,5\text{ В}$. Как видно из рисунка, для выбранного напряжения на затворе $U_3 = 0,2\text{ В}$, при котором обес-

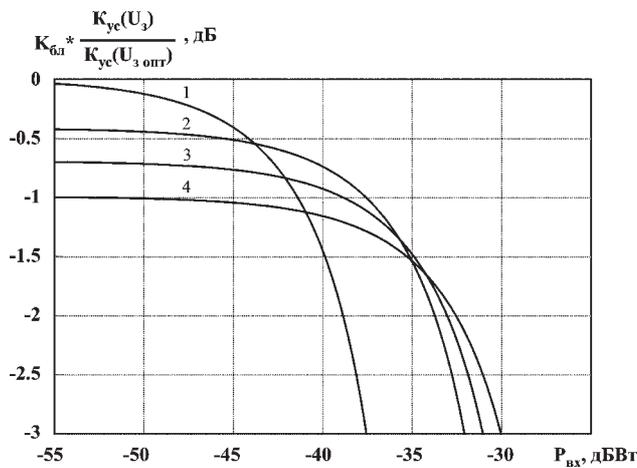


Рис. 8. Зависимость нормированных коэффициентов блокирования МШУ $K_{\text{бл}} \cdot K_{\text{ус}}(U_3) / K_{\text{ус}}(U_{\text{с опт}})$ от мощности входной помехи для разных напряжений на затворе НЕМТ-транзистора: 1 — $U_3 = -0,2\text{ В}$; 2 — $U_3 = -0,1\text{ В}$; 3 — $U_3 = 0\text{ В}$; 4 — $U_3 = 0,1\text{ В}$; 5 — $U_3 = 0,2\text{ В}$

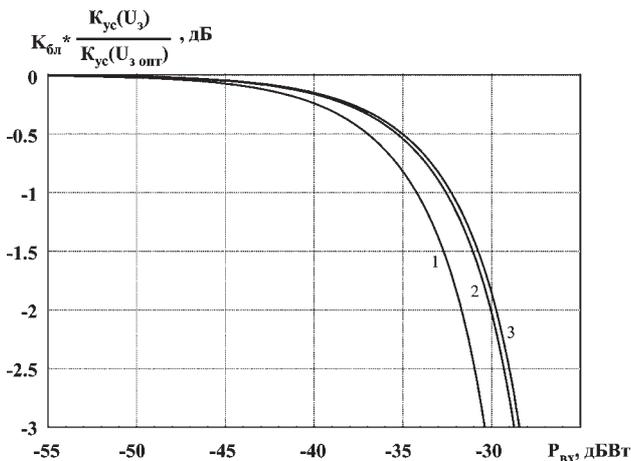


Рис. 9. Зависимость нормированных коэффициентов блокирования МШУ $K_{\text{бл}} \cdot K_{\text{ус}}(U_3) / K_{\text{ус}}(U_{\text{с опт}})$ от мощности входной помехи для разных напряжений на стоке НЕМТ-транзистора: 1 — $U_c = 1,5\text{ В}$; 2 — $U_c = 2\text{ В}$; 3 — $U_c = 2,5\text{ В}$

печивается максимум динамического диапазона по блокированию при фиксированном напряжении на стоке, с ростом U_c происходит незначительное уменьшение коэффициента усиления, что сопровождается увеличением динамического диапазона по блокированию. Однако известно, что увеличение напряжения на стоке может производиться до определенного предела, связанного в основном с температурным режимом НЕМТ-транзистора.

На рис. 10 приведены характеристики коэффициентов блокирования, рассчитанные для МШУ на НЕМТ-транзисторе при $U_3 = 0,2\text{ В}$ и $U_c = 2\text{ В}$ с различной длиной затвора: 1 — 1 мкм ; 2 — $0,5\text{ мкм}$; 3 — $0,25\text{ мкм}$ и имеющих одинаковую АЧХ. При моделировании с уменьшением длины затвора наблюдается увеличение крутизны транзистора, что должно приводить к увеличению коэффициента усиления. Уменьшение же динамического диапазона по блокированию с уменьшением длины затвора можно явно видеть на приведенном рисунке.

Таким образом, изменение длины затвора и рабочего режима транзистора приводят к изменению динамического диапазона усилителя. Поэтому полученные результаты для НЕМТ-транзисторов должны учитываться разработчиками аппаратуры при конструировании новых МШУ.

Зависимость коэффициента блокирования усилителя от мощности входной помехи, в конечном счете, определяет его динамический

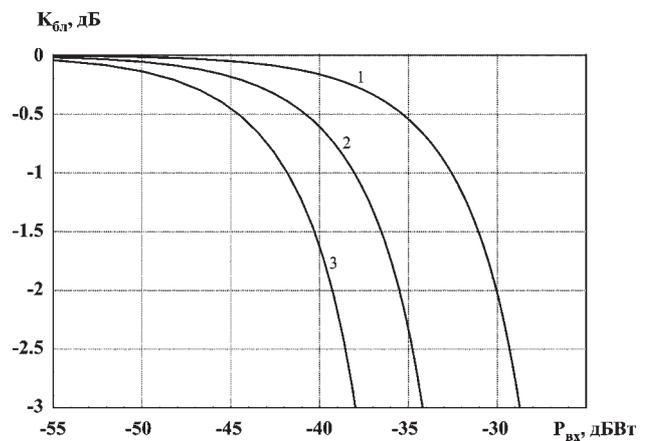


Рис. 10. Зависимость коэффициентов блокирования МШУ от мощности входной помехи для НЕМТ-транзисторов с различной длиной затвора: 1 — 1 мкм ; 2 — $0,5\text{ мкм}$; 3 — $0,25\text{ мкм}$

диапазон по блокированию, и позволяет считать остальные его ЭМС характеристики.

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА

Другим важным элементом являются собственные шумы МШУ, определяющие нижнюю границу его динамического диапазона. Поэтому, анализ составляющих внутреннего шума МШУ и расчет изменения их интенсивности в нелинейном режиме является важным этапом в определении чувствительности приемной системы.

Рассмотрим процесс взаимодействия собственных шумов с интенсивной помехой в МШУ на НЕМТ-транзисторе. Основными источниками возникновения собственных шумов являются: шум канала, индуцированный шум затвора и шумы паразитных сопротивлений затвора и истока. Учитывая, что паразитные шумы сопротивлений затвора и истока не коррелированы между собой и с шумами затвора и канала, а шумы затвора и канала коррелированы между собой [22], выражение для спектральной плотности собственного шума на выходе усилителя, относящейся к единичной полосе частот, может быть записано в виде суммы независимых компонент:

$$G_{\text{вых}} = G_{\text{вых}}^3 + G_{\text{вых}}^{\text{и}} + G_{\text{вых}}^{\text{зс}}, \quad (8)$$

где $G_{\text{вых}}^{\text{зп}}$, $G_{\text{вых}}^{\text{ип}}$ — спектральные плотности шумов паразитных сопротивлений затвора $R_{\text{з}}$ и истока $R_{\text{и}}$, $G_{\text{вых}}^{\text{зс}}$ — совместная спектральная плотность шумов затвора и канала на выходе усилителя.

По аналогии с коэффициентом блокирования полезного сигнала

$$K_{\text{бл}} = \bar{P}_{\text{вых}}^c / P_{\text{вых}}^c,$$

($\bar{P}_{\text{вых}}^c$, $P_{\text{вых}}^c$ — мощность полезного сигнала в присутствии и отсутствии помехи соответственно), для оценки изменения уровней собственных шумов транзисторного усилителя при воздействии помехи введем коэффициент подавления собственного шума $K_{\text{п}}^{\text{сш}}$, равный отношению спектральной плотности всех собственных шумов на выходе усилителя при воздействии помехи $\bar{G}_{\text{вых}} = G_{\text{вых}}^3 + G_{\text{вых}}^{\text{и}} + G_{\text{вых}}^{\text{зс}}$ к значению спектральной плотности в отсутствии помехи $G_{\text{вых}}$:

$$K_{\text{п}}^{\text{сш}} = \frac{\bar{G}_{\text{вых}}}{G_{\text{вых}}} = g^3 K_{\text{п}}^3 + g^{\text{и}} K_{\text{п}}^{\text{и}} + g^{\text{зс}} K_{\text{п}}^{\text{зс}},$$

где $K_{\text{п}}^3 = \frac{\bar{G}_{\text{вых}}^3}{G_{\text{вых}}^3}$, $K_{\text{п}}^{\text{и}} = \frac{\bar{G}_{\text{вых}}^{\text{и}}}{G_{\text{вых}}^{\text{и}}}$, $K_{\text{п}}^{\text{зс}} = \frac{\bar{G}_{\text{вых}}^{\text{зс}}}{G_{\text{вых}}^{\text{зс}}}$ — коэффициенты, характеризующие изменение спектральной плотности каждого источника собственных шумов по отдельности, и

$$g^3 = \frac{G_{\text{вых}}^3}{G_{\text{вых}}}, g^{\text{и}} = \frac{G_{\text{вых}}^{\text{и}}}{G_{\text{вых}}}, g^{\text{зс}} = \frac{G_{\text{вых}}^{\text{зс}}}{G_{\text{вых}}}$$

их весовые коэффициенты. Методика расчета коэффициентов подавления $K_{\text{п}}^3$, $K_{\text{п}}^{\text{и}}$ и $K_{\text{п}}^{\text{зс}}$, с использованием метода функциональных рядов Вольтерра, приведена в [23].

Среднеквадратичные значения шумовых токов стока $I_{\text{шс}}$, затвора $I_{\text{шз}}$ и паразитных сопротивлений затвора $I_{\text{шRз}}$ и истока $I_{\text{шRи}}$ могут быть определены следующим образом [24]:

$$\begin{aligned} |I_{\text{шс}}|^2 &= 4kT_0 \Delta f S P, |I_{\text{шз}}|^2 = 4kT_0 \Delta f \frac{w^2 C_{\text{зи}}^2}{S} R, \\ jC &= \frac{I_{\text{шз}}^* I_{\text{шс}}}{\sqrt{|I_{\text{шз}}|^2 * |I_{\text{шс}}|^2}}, |I_{\text{шRз}}|^2 = 4kT_0 \Delta f / R_{\text{з}}, \\ |I_{\text{шRи}}|^2 &= 4kT_0 \Delta f / R_{\text{и}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь k — постоянная Больцмана, T_0 — абсолютная температура, Δf — полоса частот, S — крутизна, w — рабочая частота, $C_{\text{зи}}$ — емкость затвор-исток; P , R — шумовые параметры, C — коэффициент корреляции, j — мнимая единица. Зависимость коэффициентов P и R от напряжений на затворе $U_{\text{зи}}$ и стоке $U_{\text{си}}$ имеет вид:

$$P = P_1 + P_2, P_1 = \frac{P_1'}{(U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}})^{0.75} * U_{\text{си}}},$$

$$P_2 = P_2' * (U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}}) * \sqrt{U_{\text{си}}} + P_2'' * (U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}})^5 * U_{\text{си}}^4,$$

$$R = R' * (U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}})^2 / U_{\text{си}}^2,$$

где P_1' , P_2' , P_2'' и R' — параметры модели и $U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки транзистора. В данной работе использованы следующие значения параметров: $P_1' = 0,1 \text{ В}^{1.75}$, $P_2' = 0,9 \text{ В}^{-1.5}$, $P_2'' = 0,0085 \text{ В}^{-9}$, $R' = 0,1$ и $U_{\text{отс}} = -0,56 \text{ В}$.

Результатом работы являются полученные зависимости для исследуемого усилителя коэффициентов подавления шума сопротивлений истока и затвора $K_{\text{п}}^{\text{ип}}$ и $K_{\text{п}}^{\text{зп}}$, а также совместного шума источников тока затвора и стока $K_{\text{п}}^{\text{зс}}$ от входной мощности помехи $P_{\text{вх}}$ на

частоте 11,4 ГГц при $U_{зи} = 0$ В, $U_{си} = 2$ В. Графики обеих зависимостей приведены на рис. 11.

Для возможности их сравнения с изменением уровня полезного сигнала на этом же рисунке приведена характеристика $K_{\text{бл}}$. Результаты расчета дали полное совпадение характеристик изменения уровня шумов паразитных сопротивлений и уровня мощности полезного сигнала. Поэтому кривые $K_{\text{п}}^3$, $K_{\text{п}}^u$, $K_{\text{бл}}$ — сливаются в одну. Уровень же совместного шума затвора и канала с увеличением мощности помехи падает в меньшей степени. В ходе моделирования учитывалось наличие корреляционной компоненты $I_{\text{шз}}^* I_{\text{шс}}$ в соответствии с формулой (9), значительно уменьшающей вклад каждого из шумовых источников $I_{\text{шс}}$ и $I_{\text{шз}}$ в полный шумовой ток на выходе транзистора. Уменьшение компоненты шумового тока затвора $I_{\text{шз}}$ на выходе транзистора в конечном итоге приводит к уменьшению корреляционной компоненты $I_{\text{шз}}^* I_{\text{шс}}$. Таким образом, с учетом рассчитанных весовых коэффициентов можно получить результирующую зависимость $K_{\text{п}}^{\text{сш}}$, т. е. суммарного изменения собственного шума, и сравнить его с поведением коэффициента блокирования $K_{\text{бл}}$ в зависимости от мощности входной помехи [25]. Сравнение показывает, что подавление собственного шума усилителя на НЕМТ-транзисторе происходит в меньшей степени, чем подавление слабого сигнала. Рассмотрим, к чему приводит наличие этой разницы.

Для характеристики усилителя или приемной системы в целом с точки зрения соб-

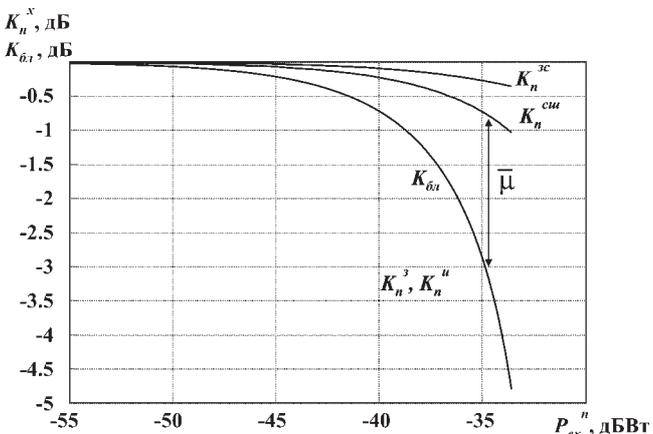


Рис. 11. Зависимости коэффициентов подавления шума сопротивлений истока и затвора $K_{\text{п}}^u$ и $K_{\text{п}}^3$ а также совместного шума источников тока затвора и стока $K_{\text{п}}^{\text{сш}}$ от входной мощности помехи $P_{\text{вх}}^n$

ственных шумов в отсутствии помехи обычно используют величину избыточного коэффициента шума, определяемую формулой:

$$F - 1 = \frac{P^{\text{сш}}}{K_{\text{yc}} P_{\text{вх}}^{\text{вш}}} \quad (10)$$

Здесь F — коэффициент шума, $P^{\text{сш}}$ — мощность собственных шумов, K_{yc} — коэффициент усиления, $P_{\text{вх}}^{\text{вш}}$ — мощность внешнего шума на входе усилителя. В присутствии помехи выражение (10) запишется в следующем виде:

$$\bar{F} - 1 = \frac{K_{\text{п}}^{\text{сш}} P^{\text{сш}}}{K_{\text{бл}} K_{\text{yc}} P_{\text{вх}}^{\text{вш}}}$$

Величина \bar{F} в [26] названа двухсигнальным коэффициентом шума. Если взять отношение избыточных коэффициентов шума

$$\bar{\mu} = \frac{\bar{F} - 1}{F - 1} = \frac{K_{\text{п}}^{\text{сш}}}{K_{\text{бл}}}$$

то оно и будет определять в дБ разницу в подавлении собственного шума и сигнала в усилителе. Эта величина показана на рис. 11. Для приемника величина $\bar{\mu}$ будет характеризовать возрастание выходного отношения сигнал/шум в присутствии интенсивной помехи и фактическое уменьшение его чувствительности.

На рис. 12 приведены зависимости изменения избыточного коэффициента шума $\bar{\mu}$ МШУ для разных режимов его работы. Кривые рассчитаны для разных напряжений на затворе НЕМТ-транзистора при $U_c = 2$ В: 1 — $U_3 = -0,4$ В; 2 — $U_3 = -0,3$ В; 3 — $U_3 = -0,2$ В;

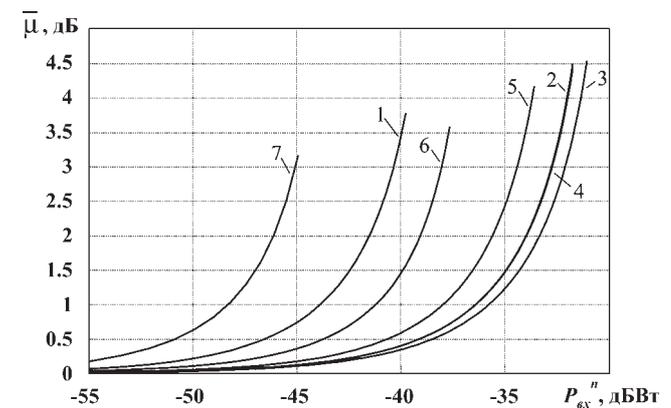


Рис. 12. Зависимости изменения избыточного коэффициента шума $\bar{\mu}$ МШУ от входной мощности помехи $P_{\text{вх}}^n$ для разных напряжений на затворе НЕМТ-транзистора: 1 — $U_3 = -0,4$ В; 2 — $U_3 = -0,3$ В; 3 — $U_3 = -0,2$ В; 4 — $U_3 = -0,1$ В; 5 — $U_3 = 0$ В; 6 — $U_3 = 0,1$ В; 7 — $U_3 = 0,2$ В

4 — $U_3 = -0,1$ В; 5 — $U_3 = 0$ В; 6 — $U_3 = 0,1$ В; 7 — $U_3 = 0,2$ В. С ростом мощности входной помехи $\bar{\mu}$ увеличивается, однако для разных напряжений U_3 это происходит различным образом. Отсюда можно сделать вывод об определении оптимального режима, для которого $\bar{\mu}$ будет принимать наименьшее значение при заданном уровне помехи [27]. Такому режиму соответствует кривая 3. Набор приведенных кривых позволяет определить и максимальную мощность помехи для заданного критерия качества (например, для $\bar{\mu}=1$ дБ: $P_{\text{вх}}^{\text{п}} = -36$ дБВт).

На рис. 13 приведены наборы кривых, рассчитанных для напряжений на затворе НЕМТ-транзистора $U_3 = -0,4$ В и $U_3 = 0,2$ В и для разных напряжений на его стоке: 1 — $U_c = 1$ В; 2 — $U_c = 1,5$ В; 3 — $U_c = 2$ В; 4 — $U_c = 2,5$ В. Как видно из приведенных кривых, изменение напряжения на стоке практически не сказывается на поведении анализируемых кривых во всем диапазоне рабочих напряжений на затворе транзистора.

Таким образом, выбранная нелинейная шумовая модель позволяет анализировать изменение уровня собственного шума на выходе усилителя. Проведенные исследования показали, что существует значительная разница между подавлением шумов паразитных сопротивлений и совместного шума канала и затвора. Это приводит к тому, что коэффициент подавления собственного шума будет зависеть не только от нелинейных свойств прибора и режима его работы по постоянному току, но и от соотношения уровней всех

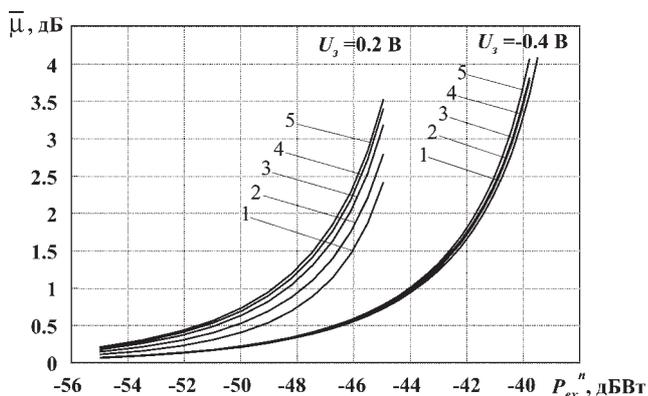


Рис. 13. Зависимости изменения избыточного коэффициента шума $\bar{\mu}$ МШУ от входной мощности помехи $P_{\text{вх}}^{\text{п}}$ для разных напряжений на стоке НЕМТ-транзистора: 1 — $U_c = 1$ В; 2 — $U_c = 1,5$ В; 3 — $U_c = 2$ В; 4 — $U_c = 2,5$ В

его собственных шумовых источников. Оптимальный режим МШУ, соответствующий минимальному избыточному коэффициенту шума, может быть выбран напряжением на затворе НЕМТ-транзистора.

УСТОЙЧИВОСТЬ

При проектировании и расчете транзисторных усилителей СВЧ большое внимание обращают на обеспечение его устойчивости [28, 29]. Под устойчивостью системы понимают отсутствие в ней нарастающих во времени собственных колебаний, т.е. отсутствие самовозбуждения.

Коэффициент устойчивости и области неустойчивости усилителя в линейном режиме можно определить из малосигнальных S -параметров транзистора, снятых экспериментально или рассчитанных на основе его конструктивных и электрофизических параметров. При работе усилителя в нелинейном режиме для анализа его устойчивости необходимо знать значения большесигнальных S -параметров транзистора. Экспериментальное измерение этих параметров представляет достаточно сложную задачу и обладает большой погрешностью [22]. Поэтому S -параметры транзистора в режиме большого сигнала были рассчитаны из параметров его нелинейной модели с использованием метода функциональных рядов Вольтерра.

Зная соотношения для S -параметров транзистора в нелинейном режиме можно определять зависимость коэффициента устойчивости и областей неустойчивости не только от частоты, но и от уровня входной мощности. В данной работе проведены исследования устойчивости конкретного усилителя, как в линейном, так и в нелинейном режиме его работы. На рис. 14 показана зависимость коэффициента устойчивости K исследуемого транзистора от частоты для различных значений входной мощности. (Кривая 1 соответствует входной мощности $P_{\text{вх}} = -50$ дБВт, кривая 2 — $P_{\text{вх}} = -40$ дБВт, кривая 3 — $P_{\text{вх}} = -30$ дБВт, кривая 4 — $P_{\text{вх}} = -20$ дБВт). На этом же рисунке также приведена зависимость коэффициента устойчивости K от частоты, полученная на основе экспериментальных данных для линейной области работы МШУ (точки). Сравнение с эксперименталь-

ными данными для транзистора АТФ-35143 показывает достаточно хорошее соответствие с результатами моделирования при достаточно малых уровнях мощности входной помехи $P_{\text{вх}} \leq -40$ дБВт.

Из рис. 14 видно, что при работе усилителя в нелинейном режиме происходит увеличение K . Необходимо отметить, что здесь приведен коэффициент устойчивости транзистора, нагруженного на выходе на стабилизирующее сопротивление $R_{\text{ст}}$. Без него коэффициент устойчивости транзистора будет меньше единицы, но также возрастает в нелинейном режиме.

Также проведен анализ изменения окружностей неустойчивости для входной и выходной нагрузок при переходе усилителя в нелинейный режим. Было установлено, что устойчивость исследуемого усилителя в рабочем диапазоне частот не ухудшится при работе его в нелинейном режиме, то есть, если усилитель устойчив в линейном режиме на рабочих частотах (абсолютно или потенциально), то он останется устойчивым на этих частотах и в нелинейном режиме.

Однако, в нелинейном режиме помимо сигнала на основной частоте ω , попадающего в полосу усиления МШУ, появляются его гармоники, уровень которых достаточно велик, особенно на частотах 2ω и 3ω . Из-за этого возможно возбуждение усилителя вне рабочей полосы частот, если выходное сопротивление усилителя попадает в области неустойчивос-

ти транзистора для частот гармоник. Другой эффект, проявляющийся в усилителе при работе его в нелинейном режиме - это возникновение интермодуляционных продуктов на выходе транзистора, являющихся следствием взаимодействия двух или более сигналов, попадающих в рабочий диапазон частот усилителя. Это также может привести к внеполосному возбуждению усилителя на интермодуляционных частотах. Из внеполосных интермодуляционных продуктов наибольший уровень для двух сигналов с частотами ω_1 и ω_2 имеют продукты вида $\omega_1 + \omega_2$ и $\omega_1 - \omega_2$. Поэтому, для предотвращения возбуждения на этих частотах необходимо, чтобы выходная нагрузка усилителя не попадала в области неустойчивости транзистора для этих частот.

Таким образом, показано, что в нелинейном режиме работы устойчивость МШУ на НЕМТ-транзисторе не ухудшится. Однако при этом появляются гармонические и комбинационные составляющие входного воздействия, которые могут вызвать внеполосное возбуждение усилителя.

ВЫВОДЫ

Проведен анализ методов и результатов моделирования МШУ на НЕМТ-транзисторе. При этом выбрана нелинейная модель транзистора, позволяющая оперативно менять электрофизические и геометрические параметры транзистора и режим его работы по постоянному току для исследования их влияния на рассчитываемые характеристики МШУ. Проведен расчет характеристик усилителя как в линейном режиме его работы, так и при переходе в нелинейный режим, возникающий при работе в сложной электромагнитной обстановке. Исследована зависимость поведения собственных шумов НЕМТ-транзистора при воздействии на вход усилителя интенсивной помехи и рассчитано изменение избыточного коэффициента шума. Кроме того, проанализирована устойчивость МШУ в различных режимах его работы.

Показано, что для повышения точности результатов моделирования малозумящих усилителей на НЕМТ-транзисторах необходимо учитывать зависимость параметров модели транзистора от двух напряжений — стока и затвора. Проведенные исследования пока-

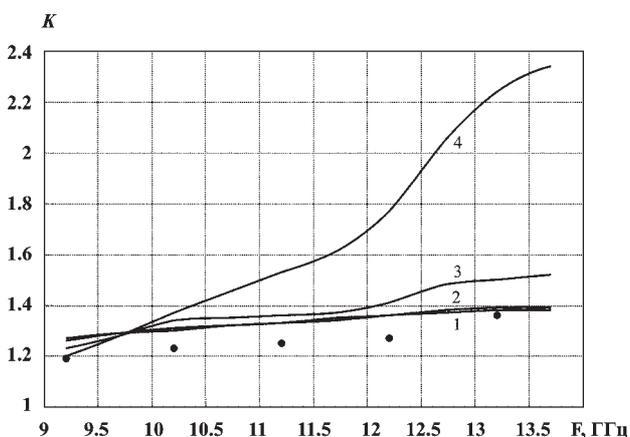


Рис. 14. Зависимость коэффициента устойчивости от частоты для различных значений входной мощности: 1 — $P_{\text{вх}} = -50$ дБВт, 2 — $P_{\text{вх}} = -40$ дБВт, 3 — $P_{\text{вх}} = -30$ дБВт, 4 — $P_{\text{вх}} = -20$ дБВт; точки — экспериментальные данные

зали, что существует значительная разница между подавлением шумов паразитных сопротивлений и совместного шума канала и затвора. Это приводит к тому, что коэффициент подавления собственного шума будет зависеть не только от нелинейных свойств прибора и режима его работы по постоянному току, но и от соотношения уровней всех его собственных шумовых источников.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пожела Ю. К. Физика быстродействующих транзисторов: Монография. Вильнюс: Моноклас, 1989. 264 с.
2. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия /Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 632 с.
3. Loret D. Two-dimensional numerical model for the High Electron Mobility Transistor. *Solid-State Electronics*, 1987. V. 30. № 11. Pp. 1197—1203.
4. Shawki T., Salmer G. and El-Sayed O. MODFET 2-D Hydrodynamic Energy Modeling: Optimization of Subquarter-Micron-Gate Structures. *IEEE Trans. on Electron Devices*, 1990. V. 37, № 1. Pp. 21—29.
5. Abdel Aziz M., El-Sayed M., El-Banna M. An analytical model for small signal parameters in HEMTs including the effect of source/drain extrinsic resistances. *Solid-State Electronics*, 1999. V. 43. Pp. 891—900.
6. Song S.-H. and Kim D. M. A novel analytical model for short channel heterostructure field effect transistors. — *Solid-State Electronics*, 1998. V. 42. № 4. Pp. 605—612.
7. Бобрешов А. М., Лопатин А. И. Численная модель управления зарядом для транзисторов с высокой подвижностью электронов // Сб. тр. междунар. н.-т. конф. «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники», — Дивноморское — 1999, С. 139.
8. Бороденко Р. В., Лопатин А. И. Моделирование составляющих дифференциальной проводимости в гетероструктуре Al-In₂Te₃-InAs. // Материалы XXXVII отчетной научной конференции за 1998 год. — Воронеж, ВГТА. — 1999. — Часть 2. — С. 58.
9. Бобрешов А. М., Лопатин А. И. Модель управления зарядом для НЕМТ-транзистора // Известия ТРТУ. — 2000. — №3. — С. 183—186.
10. Самарский А. А. Теория разностных схем. — М.: Наука, 1977. — 656 с.
11. Парлетт Б. Симметричная проблема собственных значений. Численные методы: Пер. с англ.-М.: Мир, 1993. — 384 с.
12. Happy H., Bollaert S., Foure H., et. al. Numerical Analysis of Device Performance of Metamorphic In_yAl_{1-y}As/In_xGa_{1-x}As (0,3 ≤ x ≤ 0,6) HEMT's on GaAs Substrate. — *IEEE Trans. On*

- Electron Devices*, 1998, v. 45, № 10, pp. 2089—2095.
13. Pseudomorphic HEMT technology and applications: Proc. Of the NATO Advanced study inst. On pseudomorphic HEMT technology and applications, Erice, Sicily, Italy, July 14—25, 1994// Ed. By Ross R. L. Et. al. — Dordrecht et. al.: Kluwer, 1996 — IX, 350 p.
14. Бобрешов А. М., Лопатин А. И. Моделирование нелинейных свойств НЕМТ-транзистора. // Тезисы докладов межвуз. науч.- практ. конференции «Актуальные проблемы борьбы с преступностью в современных условиях». — Воронеж. — 2000. — С. 172.
15. Бобрешов А. М., Лопатин А. И. Нелинейная аналитическая модель НЕМТ-транзистора. // Вестник ВИ МВД России. — 2000. — № 2(7). — С. 74—77.
16. Crosmun A. M., Maas S. A. Minimization of Intermodulation distortion in GaAs MESFET small-signal amplifiers. *IEEE Trans. on MTT*, 1989. V. 37. № 9. Pp. 1411—1417.
17. Rhyne G. W. and Steer M. B. Generalized power series analysis of intermodulation distortion in a MESFET amplifier: simulation and experiment. *IEEE Trans. on MTT*, 1987. V. 35. № 12. Pp. 1248—1255.
18. Бобрешов А. М., Аверина Л. И., Лопатин А. И. Исследование границы линейности МШУ на НЕМТ-транзисторе в зависимости от режима его работы // Сб. трудов междунар. н.-т. конф. «Радиолокация, навигация, связь» — Воронеж — 2000. — Т. 3. — С. 1796—1800.
19. Алгазинов Э. К., Аверина Л. И., Лопатин А. И. Разработка программных средств для расчета ЭМС характеристик // Сб. трудов междунар. н.-т. конф. «Радиолокация, навигация, связь». — Воронеж — 2000. — Т. 3. — С. 1779—1783.
20. Алгазинов Э. К., Аверина Л. И., Лопатин А. И. Пакет программ для расчета ЭМС характеристик // Сб. трудов междунар. н.-т. конф. «Информационные технологии в моделировании и управлении». — С.-Петербург. — 2000, С. 34—36.
21. Бобрешов А. М., Лопатин А. И. Анализ ЭМС характеристик МШУ на НЕМТ-транзисторах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. — 2000. — Т. 3. — № 2. — С. 76—78.
22. Шварц Н. З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. М.: Сов.радио, 1980. 368 с.
23. Алгазинов Э. К., Аверина Л. И., Бобрешов А. М. Изменение шумов в усилителе на полевом транзисторе в нелинейном режиме // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41, № 11. С. 1386—1389.
24. Klepser B.-U. H., Bergamaschi C., Schefer M. et. al. Analytical Bias Dependent Noise Model for InP HEMT's. — *IEEE Trans. on Electron Devices*, 1995, V. 42, № 11. Pp. 1882—1889.
25. Алгазинов Э. К., Бобрешов А. М., Аверина Л. И., Лопатин А. И. Изменение шумов в усилителе

теле на НЕМТ-транзисторе в нелинейном режиме.// Сб. тр. VII междунар. н.-т. конф. «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники», — Таганрог. — 2000, Часть 2, С. 122—124.

26. Алгазинов Э. К., Бобрешов А. М. Коэффициент шума приемника при наличии помех// Радиотехника. — 1980. — № 6. — С. 35—36.

27. Бобрешов А. М., Аверина Л. И., Лопатин А. И. Шумовые свойства усилителя на НЕМТ-транзи-

сторе.// Сб. докл. 6 Российской н.-т. конф. “Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов”. — С.-Петербург. — 2000, С. 300—304.

28. Шварц Н. З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. М.: Радио и связь, 1987. 200 с.

29. Куликовский А. А. Устойчивость активных линейных цепей с полупроводниковыми приборами новых типов. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. 192 с.