—— ПРИБОРЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ ——

УДК 621.382.323

ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ СВЧ И ШУМОВОЙ МОДЕЛИ МЕТАМОРФНОГО 0.15 MKM MHEMT INALAS/INGAAS ТРАНЗИСТОРА

© 2021 г. А. А. Горелов^{*a*}, В. В. Локотко^{*a*}, Н. И. Каргин^{*a*}, И. С. Васильевский^{*a*}, К. С. Гришаков^{*a*}, Р. В. Рыжук^{*a*}, *

^аНациональный исследовательский ядерный университет "МИФИ", Каширское ш., 31, Москва, 115409 Россия *E-mail: rvzhuk-rom@vandex.ru

Поступила в редакцию 30.07.2020 г. После доработки 02.11.2020 г. Принята к публикации 25.11.2020 г.

Проведено исследование AlGaAs MHEMT-транзисторов CBЧ диапазона частот с длиной затвора 0.15 мкм. Установлено, что расхождение экспериментальных и теоретически рассчитанных, в рамках модели, *S*-параметров не превышает 0.5% в диапазоне частот от 1 до 30 ГГц. Статические характеристики прибора удовлетворительно описываются указанной моделью в диапазоне напряжения стока до 2.5 В. Для анализа шумовых характеристик использовалась модель Фукуи. Было установлено, что влияние паразитной емкости стока и значений индуктивностей стока и истока не оказывают заметного влияния на шумовые характеристики транзистора, а увеличение паразитной емкости и уменьшение паразитной индуктивности затвора могут привести к существенному снижению коэффициента высокочастотного шума.

DOI: 10.31857/S0544126921030054

введение

В настоящее время сверхвысокочастотные монолитные интегральные схемы (СВЧ МИС) на основе GaAs технологий являются одним из важнейших элементов в современных системах связи, включая 5G [1]. Наибольшее распространение получили псевдоморфные (РНЕМТ) и метаморфные (MHEMT) GaAs технологии, которые позволяют достичь оптимального компромисса между параметрами и стоимостью изделий. При этом использование метаморфной гетероструктуры позволяет значительно расширить диапазон применяемой концентрации индия для формирования канала транзистора и тем самым оптимизировать соотношение между коэффициентом усиления и уровнем шумов изготавливаемых СВЧ устройств [2]. Ведущие отечественные разработчики СВЧ МИС (ИСВЧПЭ РАН, НИЯУ МИФИ, НИЦ "Курчатовский институт", ТУСУР, и др.) активно осваивают GaAs MHEMT технологии [3–5]. Значение граничной частоты усиления по мощности превышает величину 600 ГГц [3]. В зарубежных лабораториях эти значения достигают отметки 800 ГГц [6], причем расчетные показатели превышают 0.9 ТГц [7]. Параметры коммерчески доступных приборов несколько ниже. Так известная французская компания ОММІС предлагает изготовление малошумящих усилителей диапазона частот от 500 МГц до 160 ГГц по GaAs MHEMT технологии в режиме контрактного производства (foundry) [8].

Одной из важнейших составляющих проектирования GaAs CBЧ МИС являются библиотеки элементов. Для построения этих библиотек требуется проведение комплексного исследования статических и частотных свойств тестовых структур (дискретные транзисторы, пассивные компоненты), позволяющее получить параметрические масштабируемые модели. Повышение точности создания моделей указанных компонент во многом упрощает процедуры разработки последующих иерархических систем на их основе.

На сегодняшний день имеется ряд моделей транзистора, позволяющих в достаточной мере его охарактеризовать (ANGELOV, CURTICE, FUJII, TOM, YHLAND и др.) [9]. Такие модели обычно встраиваются в современные САПР (AWR, ADS и т.д.) и позволяют в некотором интервале провести анализ характеристик транзистора. Зачастую принцип их построения основан на разложении функции в полиномиальный ряд, используя параметры сопротивлений, емкостей и индуктивностей, составляющие модель транзистора [10, 11]. Однако имеющиеся модели не позволяют одновременно охарактеризовать частотные, статические и шумовые свойства прибора. По-



Рис. 1. Эквивалентная схема полевого транзистора.

этому для разработки СВЧ МИС необходимо обладать собственным набором библиотек элементов, позволяющих адекватно описать выбранный компонент в необходимых режимах функционирования.

В данной работе проводится исследование AlGaAs MHEMT транзисторов CBЧ диапазона частот с длиной затвора 0.15 мкм, изготовленных на метаморфных гетероструктурах путем анализа его статических, частотных и шумовых свойств в диапазоне частот до 50 ГГц.

МЕТОДИКА

Для анализа частотных свойств транзистора использовалась модель, рассмотренная в работе [12]. На рис. 1 представлена его схема, состоящая из двух основных частей: внутренней и внешней. Внутренняя часть представляет собой непосредственно структуру транзистора, а внешняя описывает паразитные параметры.

Внешняя часть состоит из 8 элементов: R_g , L_g , C_{pg} – паразитные сопротивление, индуктивность и емкость затвора; R_d , L_d , C_{pd} паразитные сопротивление, индуктивность и емкость стока; R_s , L_s паразитные сопротивление и индуктивность истока. Внутренняя часть стоит из 7 элементов R_{ds} , C_{ds} – внутренние сопротивление и емкость перехода сток-исток, R_{gd} , C_{gd} – внутренние сопротивление и емкость перехода сток-исток, R_{gd} , C_{gd} – внутренние сопротивление и емкость перехода сток-исток, R_{gd} , C_{gd} – внутренние сопротивление и емкость перехода исток-затвор; $g_m V_{gs}$ – эквивалентный источник тока, где $g_m = g_{m0}e^{-j\omega\tau}$, τ – время задержки, g_{m0} – крутизна транзистора, V_{gs} – напряжение между истоком и затвором.

Для определения указанных параметров были проведены измерения статических и СВЧ характеристик транзистора в диапазоне частот до 50 ГГц в следующих режимах:

1. Режим отсечки ($U_{gs} = -0.5$ B; $U_{ds} = 0$ B);

- 2. "Холодный" режим ($U_{gs} = 0$ B; $U_{ds} = 0$ B);
- 3. Рабочий режим ($U_{gs} = -0.1$ В; $U_{ds} = 2.3$ В).

Первый режим измерений использовался для нахождения паразитных параметров транзистора. Из измерений *S*-параметров транзистора по следующим зависимостям были определены паразитные емкости из выражений:

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11} + 2Y_{12})}{\omega};$$
 (1)

$$C_{pd} = \frac{\mathrm{Im}(Y_{22} + Y_{12})}{\omega},$$
 (2)

где C_{pd} – паразитная емкость стока, C_{pg} – паразитная емкость затвора.

Паразитные индуктивности и сопротивления определены из измерения импеданса в "холодном" режиме работы транзистора путем анализа *Z*-параметров:

$$Z_{11} = R_g + R_s + i\omega(L_s + L_g),$$
(3)

$$Z_{12} = R_s + i\omega L_s, \tag{4}$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + i\omega(L_s + L_d),$$
 (5)

где R_g , L_g — паразитные емкость, индуктивность и сопротивление затвора;

 R_d , L_d — паразитные емкость, индуктивность и сопротивление стока;

 R_s , L_s — паразитные сопротивление и индуктивность истока,

Z-параметры были рассчитаны путем выделения действительных и мнимых частей выражений (3)–(5).

Значения индуктивностей определялись из линейных зависимостей мнимых частей от частоты, а сопротивления — из действительных частей импеданса. Действительные и мнимые части приводились к частотным формам путем умножения на ω и построения соответствующих зависимостей ω Im (*Z*) и ω^2 Re(*Z*) от ω^2 .

Для определения внутренних параметров эквивалентной схемы использовались *S*-параметры, измеренные в рабочем режиме. *Y*-параметры внутренней модели вычислялись следующим образом: измеренные *S*-параметры преобразовывались в *Z*-параметры, из Z_{11} вычиталось сопротивление индуктивности L_g , а из Z_{22} — сопротивление L_d ; новые *Z*-параметры преобразовывались в *Y*-параметры, из Y_{11} вычиталась проводимость емкости C_{pg} , а из Y_{22} — проводимость емкости C_{pd} ; новые Y-параметры преобразовывались в Z-параметры, из Z_{11} вычиталось сопротивление R_g , из Z_{22} сопротивление R_d , а также из сех Z-параметров вычитались сопротивления R_s и индуктивности L_s . Вновь полученные Z-параметры преобразовывались в Y-параметры, которые использовались для определения значений внутренних элементов модели с помощью соотношений:

$$g_{m0} = |Y_{21} - Y_{12}|, \tag{6}$$

$$R_{ds} = 1/\text{Re}(Y_{22}), \tag{7}$$

$$R_{gs} = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{\text{Re}(Y_{11})^2 + \text{Im}(Y_{11})^2},$$
(8)

$$R_{gd} = \frac{\text{Re}(-Y_{12})}{\text{Re}(-Y_{12})^2 + \text{Im}(-Y_{12})^2},$$
(9)

$$\tau = g_{m0} \frac{\mathrm{Im}(Y_{21} - Y_{12})}{\omega} - R_{gs} C_{gs}, \tag{10}$$

$$C_{gd} = \frac{\operatorname{Im}\left(-Y_{12}\right)}{\omega},\tag{11}$$

$$C_{gs} = \frac{\mathrm{Im}(Y_{11} + Y_{12})}{\omega},$$
 (12)

$$C_{ds} = \frac{\mathrm{Im}\left(Y_{22} + Y_{12}\right)}{\omega}.$$
 (13)

Для аппроксимации ВАХ использовалась модель Angelov [13]:

$$I_d = I_{pk}(1 + \operatorname{th}(\Psi))(1 + \lambda V_{ds})\operatorname{th}(\alpha V_{ds}), \qquad (14)$$

$$\Psi = P_1 V_{gs} + P_2 V_{gs}^2 + P_3 V_{gs}^3, \tag{15}$$

где V_{gs} – напряжение затвор-исток, V_{ds} – напряжение сток-исток, I_d – ток стока, I_{pk} , P_1 , P_2 , P_3 , α , λ – коэффициенты аппроксимации.

Для анализа коэффициента шума использовалось выражение [14]:

$$NF = NF_{\min} + \frac{4R_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{Z_0 (1 - |\Gamma_{opt}|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2},$$
(16)

где Γ_s — коэффициент отражения на источнике, Γ_{opt} — коэффициент отражения, соответствующий минимальному коэффициенту шума NF_{\min} , R_n — параметр, описывающий приращение шума при отклонении от оптимального согласования импеданса.

Исходя из модели Fukui [15] минимальный коэффициент высокочастотного шума выражается следующим образом

$$NF_{\min} = 1 + K_f \frac{f}{f_t} \sqrt{\frac{(R_s + R_g)}{g_m}}.$$
 (17)

В то же время выражение для граничной частоты f_t можно выразить в представлении эквивалентной схемы через крутизну и эффективную емкость области управления под затвором:

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi (C_{gs} + C_{gd})}.$$
 (18)

Тогда коэффициент шума в логарифмическом масштабе определяется как:

$$NF_{\min} = 10 \log_{10} \left\{ 1 + 2\pi f \left(C_{gs} + C_{gd} \right) K_f \sqrt{g_m \left(R_s + R_g \right)} \right\}.$$
 (19)

С целью определения факторов, оказывающих доминирующее влияние на шумовые характеристики транзистора, было проведено вариационное исследование коэффициента шума в диапазоне $\pm 10\%$ от номинального значения. На основе этих данных были получены двумерные поверхно-

сти, описывающие NF_{\min} в зависимости от паразитных параметров транзисторов на частоте 20 ГГц. В каждой точке были рассчитаны частные производные для оценки влияния параметра на NF_{\min} . Исходя из выражений (6), (11) и (12), коэффициент шума был определен

$$NF_{\min} = 10 \log_{10} \left(1 + \operatorname{Im} \left(Y_{11}^{i} \right) K_{f} \sqrt{\left| Y_{21}^{i} - Y_{12}^{i} \right| \left(R_{s} + R_{g} \right)} \right).$$
(20)

При этом внутренняя часть транзистора Y^i была выражена через паразитные параметры, как

$$Y^{i} = \left\{ \left(\left[Y^{m-1} - Z^{R} \right]^{-1} - Y^{C} \right)^{-1} - Z^{L} \right\}^{-1},$$
(21)

где *Y^m* – матрица измеренных *Y* – параметров транзистора

$$Z^{R} = \begin{pmatrix} R_{g} + R_{s} & R_{s} \\ R_{s} & R_{d} + R_{s} \end{pmatrix};$$
(22)

$$Y^{C} = \begin{pmatrix} C_{pg} & 0\\ 0 & C_{pd} \end{pmatrix}, \tag{23}$$

$$Z^{L} = \begin{pmatrix} L_{g} + L_{s} & L_{s} \\ L_{s} & L_{d} + L_{s} \end{pmatrix}.$$
 (24)

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Изготовление транзистора

Гетероструктуры InAlAs/InGaAs с содержанием InAs 53% для МНЕМТ транзисторов выращивались по метаморфной технологии на подложках арсенида галлия методом молекулярно-лучевой эпитаксии на установке RiberCompact 21 на подложках диаметром 2 дюйма. Гетероструктуры изготавливались с линейным метаморфным буфером, имели толщину канала 12 нм и толщину широкозонного барьера InAlAs 14 нм. Холловские измерения на структуре-спутнике без n + InGaAs контактного слоя продемонстрировали концентрацию электронов в канале $n_s = 1.7 \times 10^{12}$ см⁻² и подвижность электронов $\mu = 10800$ см²/(B·c) при температуре 295 K [4].

Изготовление НЕМТ-транзисторов на выращенных гетероструктурах состояло из следующих технологических операций:

 жидкостное травление меза-областей для межприборной изоляции;

— формирование омических контактов на основе составной металлизации Ni/Ge/Au/Ni/Au (265 нм) и их термическая обработка при температуре $T = 340^{\circ}$ C в течение 2 мин;

 пассивация поверхности методом плазмохимического осаждения слоя Si₃N₄ толщиной 0.15 мкм; – электронно-лучевая литография для формирования грибообразных затворов с длиной затвора 0.15 мкм и шириной 200 мкм;

вакуумное термическое напыление затворной металлизации Ti/Pd/Au (500 нм) с последующим "взрывом" резистов;

формирование металлизации 1-го уровня толщиной 0.6 мкм;

 – формирование металлизации 2-го уровня, включая воздушные мосты с толщиной металлизации 1.25 мкм;

 утонение пластины до 100 мкм и металлизация обратной стороны.

На рис. 2 представлено изображение изготовленного транзистора в растровом электронном микроскопе.

Свойства транзистора

Для измерения основных характеристик изготовленного транзистора был собран измерительный стенд, представленный на рис. 3.

Измерительный стенд состоял из источника питания AMCAD pivsystem, векторного анализатора цепей компании Keysight N5245A и ручной зондовой станции, объединенные интерфейсом GPIB с компьютером для оптимизации процесса измерения. Измерения транзистора проводилось при напряжении питания $U_{ds} = 0-2.5$ В, и напряжении смещения от -0.6 до -0.05 В. Для измере-

ПАРАМЕТРИЗАЦИЯ СВЧ И ШУМОВОЙ МОДЕЛИ



Рис. 2. Изображение HEMT-транзистора AlGaAs с длиной затвора $L_g = 0.15$ мкм.



Рис. 3. Структурная схема измерительного стенда.

ния *S*-параметров и вольтамперных характеристик использовалось программное обеспечение IVCAD компании Maury. Транзистор был включен по схеме с общим истоком (ОИ), вход и выход были нагружены на 50-омный СВЧ тракт. Измерения проводились в статическом режиме. На рис. 4 представлены типичные выходные BAX прибора.

Транзисторы имели ток насыщения $I_{\text{нас}} \approx 70$ мА, наибольшую крутизну при напряжении смещения –0.05 В и напряжении питания 2 В. На рис. 5 представлены характеристики S_{21} , MSG, h_{21} и усиление Масона транзистора, измеренные в указанной точке ($U_{ds} = 2$ В, $U_{gs} = -0.05$ В). Видно, что коэффициент передачи на частоте 30 ГГц превысил 8 дБ, при этом максимально возможный коэффициент усиления по мощности на той же частоте составил 14 дБ, граничная частота усиления по мощности $f_{\rm max} \approx 207$ ГГц, граничная частота усиления по току $f_t \approx 110$ ГГц.

РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Анализ S-параметров

В результате процедуры экстракции были получены параметры транзистора, представленные в табл. 1.

На рис. 6 представлено сравнение экспериментальных и теоретически рассчитанных *S*-параметров транзистора.

Как видно из рис. 6, процент расхождения экспериментальной и теоретической кривой составил 0.5% в полосе от 1 до 30 ГГц, что является до-



Рис. 4. Выходные ВАХ транзистора.



Рис. 5. Частотные зависимости модуля коэффициента передачи по току (h21) и коэффициент усиления Macoнa (Mason sunilateral gain).

статочно удовлетворительным совпадением для использования полученных данных в дальнейших расчетах.

Анализ вольтамперной характеристики

В табл. 2 представлены значения коэффициентов аппроксимации, а на рис. 7 – графики зависимости тока стока I_d от прикладываемого напряжения сток-истока U_{ds} при различных напряжениях на затвор-истоке U_{gs} .

Видно, что теоретически рассчитанные ВАХ достаточно удовлетворительно совпадают с экс-периментальными зависимостями.

Анализ шумовых характеристик

Полученные значения параметров транзистора были использованы для нахождения мини-

The second											
<i>R</i> _s , Ом	2.8	<i>R</i> _{<i>d</i>} , Ом	3.6	<i>R</i> _g , Ом	1.45	$C_{pg}, \Phi \Phi$	11				
$L_s, \pi\Gamma$	10	$L_d, \pi\Gamma$	53	$L_g, \pi\Gamma$	51	$C_{pd}, \Phi \Phi$	45				
<i>R_{gd}</i> , Ом	67	<i>R_{gs}</i> , Ом	9.9	<i>R_{ds}</i> , Ом	90	<i>g_m</i> , мС	289				
$C_{gd}, \Phi \Phi$	32	$C_{gs}, \Phi \Phi$	216	$C_{ds}, \Phi \Phi$	172	τ, пс	1				

Таблица 1. Полученные значения параметров транзистора



Рис. 6. Сравнение S-параметров измеренного и моделируемого транзистора.



Рис. 7. Зависимости тока стока I_d от прикладываемого напряжения сток-истока U_{ds} при различных напряжениях на затвор-истоке U_{gs} . Точками на рисунке обозначены измеренные характеристики, линиями — модель.

мального коэффициента шума *NF*_{min}. На рис. 8 представлена расчетная характеристика коэффициента шума для рабочего режима.

Параметры C_{pg} , C_{pd} , L_d , L_g , L_s и R_d не фигурируют в формуле NF_{\min} (21), однако они определяют значения Y-параметров внутренней части тран-



Рис. 8. Теоретическая зависимость коэффициента шума от частоты.

зистора. Из данных соображений была проведена вариативная оценка влияния паразитных параметров на минимальное значение коэффициента шума. На рис. 9 представлены результаты моделирования.

Цветным градиентом обозначено изменение NF_{\min} : темный цвет соответствует минимальному значению, а светлый — максимальному. Видно, что влияние паразитной емкости стока C_{pd} и значений индуктивностей L_d и L_s не столь существенны, а увеличение паразитной емкости затвора C_{pg} и уменьшение паразитной индуктивности затвора L_g могут обеспечить наименьшее значение NF_{\min} . В тоже время увеличение сопротивления стока R_d не оказывает значительного влияния на NF_{\min} .



Таблица 2. Значение коэффициентов в модели ANGELOV

P_1	-7.6	<i>P</i> ₂	7.4	<i>P</i> ₃	4.7
I_{pk}	20.1	α	16.7	λ	1.51

Зависимости минимального коэффициента шума от паразитных сопротивлений R_s и R_g имеют линейный вид, уменьшение этих значений приводит к уменьшению минимального коэффициента шума.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование параметров транзистора на основе метаморфной гетероструктуры InAlAs/InGaAs с длиной затвора 0.15 мкм. Для определения основных параметров была рассмотрена модель транзистора, состоящая из внешней (R, L, С-цепи затвора, стока и истока) и внутренней (R, L, С-цепи, а также источника тока) частей. Внешние части транзистора были определены путем анализа входных (S_{11}) и выходных (S_{22}) параметров. Внутренняя часть была рассчитана на основе анализа *S*-параметров в рабочей точке. Для аппроксимации вольт-амперных характеристик использовалась модель Angelov. Установлено, что расхождение экспериментальных и теоретически рассчитанных S-параметров не превышает 0.5% в диапазоне частот от 1 до 30 ГГц. Статические характеристики прибора удовлетворительно описываются указанной моделью в диапазоне напряжения стока до 2.5 В.

Для анализа шумовых характеристик использовалась модель Фукуи. Было установлено, что влияние емкости и индуктивности контактных площадок стока и истока не оказывают заметного влияния на шумовые характеристики транзистора, а увеличение паразитной емкости и уменьшение паразитной индуктивности контакта затвора могут привести к существенному снижению коэффициент шума.

На основе полученных данных были определены параметры внешней и внутренней цепей транзистора, которые в последующем могут быть использованы для построения малошумящих усилителей диапазона частот до 30 ГГц с величиной NF_{min} менее 1 дБ в диапазоне частот до 20 ГГц.

Работа выполнена при поддержке Программы повышения конкурентоспособности НИЯУ МИФИ с использованием оборудования центра коллективного пользования НИЯУ МИФИ "Гетероструктурная СВЧ-электроника и физика широкозонных полупроводников".

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

 Thejas Vishnu R. A 15 GHz 6 W GaAs HEMT RF Amplifier for 5G Communication // 2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT). Bangalore, India. 2018. P. 638–642.

- Komiak James J., Smith Phillip M., Duh K.H. George, Xu Dong, Chao P.C. Metamorphic HEMT Technology for Microwave, Millimeter-Wave, and Submillimeter-Wave Applications // 2013 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). 2013.
- Лаврухин Д.В., Ячменев А.Э., Галиев Р.Р., Хабибуллин Р.А., Пономарев Ю.В., Федоров Д.С., Мальцев П.П. МНЕМТ с предельной частотой усиления по мощности f_{max} = 0.63 ТГц на основе наногетероструктуры In_{0.42}Al_{0.58}As/In_{0.42}Ga_{0.58}As/In_{0.42}Al_{0.58}As/GaAs // Физика и техника полупроводников. 2014. Т. 48. Вып. 1. С. 73–76.
- 4. Виниченко А.Н., Васильевский И.С., Пушкарев С.С., Каргин Н.И. Эпитаксия и свойства метаморфных МНЕМТ-гетероструктур с буферным слоем InAlAs и содержанием InAs в КЯ от 20 до 100% // Сборник трудов 10-й Международной научно-практической конференции по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники "Мокеровские чтения". 2019. С. 65–66.
- 5. Михайлович С.В., Федоров Ю.В., Бугаев А.С., Галиев Р.Р., Ячменев А.Э., Щербакова М.Ю. Построение масштабируемой шумовой модели МНЕМТ на GaAs с Lg от 50 до 250 нм // Доклады ТУСУРа. № 2(24). 2011. Ч. 2. С. 31–35.
- 6. Dae-Hyun Kim, BerinderBrar, Jesús A. del Alamo. $f_t = 688 \text{ GHz}$ and $f_{\text{max}} = 800 \text{ GHz}$ in $L_g = 40 \text{ nm In}_{0.7}\text{Ga}_{0.3}$ As MHEMT swith $g_{\text{m_max}} > 2.7 \text{ mS/}\mu\text{m}$ // IEEE International Electron Devices Meeting. Washington DC. 2011. P. 13.6.1–13.6.4.
- Ajayan J., Nirmal D. 22 nm In_{0.75}Ga_{0.25}As channelbased HEMTs on InP/GaAs substrates for future THz applications // J. Semiconductors. 2017. V.38. №4. P. 0440011-0440016.
- Low noise amplifiers. Combine power and low noise figure // https://www.ommic.com/low-noise-amplifiers
- 9. Коколов А.А. Построение моделей гетероструктурных полевых транзисторов и автоматизированное проектирование монолитных СВЧ усилителей мощности на основе большесигнальных параметров рассеяния и нагрузочных диаграмм. Дисс. Канд. Техн. Наук. 2013. ТУСУР. 260 с.
- AWR Microwave Office Element Catalog. Angelov HEMT Model: ANGELOV // https://awrcorp.com/ download/faq/english/docs/Elements
- 11. Angelov_Model (Angelov (Chalmers) Nonlinear GaAsFET Model) // https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5692701
- 12. *Leong C.C.J., Shen Z., Tay L.C.* Small-signal modeling of a PHEMT up to 110 GHz based on the genetic algorithm // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. V. 29. № 6. P. 367–373.
- 13. Angelov I., Bengtsson L., Garcia M. Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1996. V. 44. № 10. P. 1664–1674.
- 14. *Pospieszalski M.W.* On the measurement of noise parameters of microwave two-ports (short paper) // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1986. V. 34. № 4. P. 456–458.
- Fukui H. Design of microwave GaAs MESFET's for broad-band low-noise amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1979. V. 27. № 7. P. 643–650.