

УДК 621.375.4

М.В. Черкашин, А.А. Коколов, И.М. Добуш, Л.И. Бабак

Проектирование однокаскадного монолитного усилителя Ка-диапазона с использованием комплекса программ автоматизированного синтеза

Описывается проектирование однокаскадного копланарного монолитного усилителя Ка-диапазона на основе отечественной 0,13 мкм GaAs mHEMT-технологии. Демонстрируется применение при проектировании комплекса программ автоматизированного синтеза СВЧ транзисторных усилителей и согласующих цепей.

Ключевые слова: СВЧ монолитные интегральные схемы, копланарный усилитель, Ка-диапазон, mHEMT, модели элементов, автоматизированный синтез.

Введение. В настоящее время все больший интерес представляет создание монолитных интегральных схем (МИС) усилителей миллиметрового диапазона волн. Важным этапом проектирования таких устройств является выбор (расчет) принципиальной схемы СВЧ-усилителя. В настоящее время он осуществляется, как правило, на основе опыта разработчика, многократного моделирования и оптимизации различных вариантов.

Ускорить процесс разработки и улучшить качественные показатели устройств позволяет комплекс программ автоматизированного синтеза СВЧ-усилителей, а также пассивных корректирующих (КЦ) и согласующих цепей (СЦ) [1, 2]. В статье рассматривается применение этого программного комплекса и интерактивной визуальной методики для проектирования однокаскадного копланарного монолитного усилителя Ка-диапазона.

Построение моделей элементов. Копланарный усилитель (КУ) выполняется на основе 0,13 мкм GaAs mHEMT-технологии, разработанной в Институте СВЧ полупроводниковой электроники РАН (ИСВЧПЭ РАН, г. Москва).

В КУ использован базовый mHEMT транзистор с шириной затвора 4×60 мкм. На рис. 1 приведены измеренные ВАХ транзистора, а в таблице – его основные параметры в рабочей точке $V_{DS}=4$ В, $V_{GS} = -0,8$ В, $I_{DS} = 50$ мА.

Параметры mHEMT-транзистора 4×60 мкм		
Тип транзистора	$G_{ms} @ 35$ ГГц	F_t / F_{max} , ГГц
mHEMT 4×60 мкм	13,2 дБ	45/100

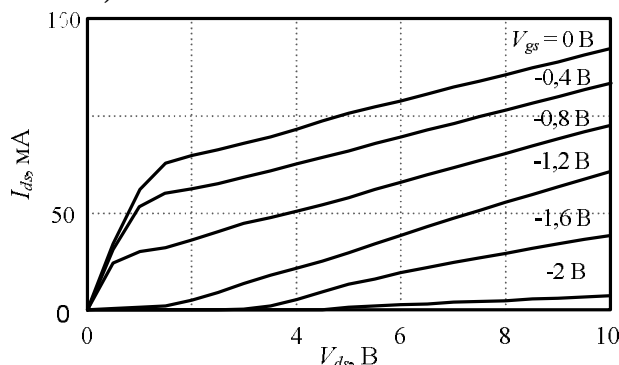


Рис. 1. ВАХ mHEMT-транзистора

Нелинейная табличная модель транзистора построена по методике [3]. Для используемой технологии была также разработана библиотека моделей пассивных копланарных элементов [4, 5]. Модели транзистора и пассивных элементов интегрированы в САПР Microwave Office (MWO) [4].

Описание процедуры проектирования. К усилителю предъявлялись следующие требования в диапазоне частот 30–38 ГГц: коэффициент усиления G не менее 9 дБ; неравномерность коэффициента усиления в полосе рабочих частот ΔG не более $\pm 1,0$ дБ; модули входного и выходного коэффициентов отражения $m_1 = |s_{11}| \leq 0,316$ (–10 дБ), $m_2 = |s_{22}| \leq 0,316$ (–10 дБ); выходная мощность $P_{1dB} > 10$ дБм; безусловная устойчивость во всем частотном диапазоне ($k > 1$).

Проектирование КУ осуществлялось на основе интерактивной визуальной методики, описанной в [6–8]. Она позволяет вы-

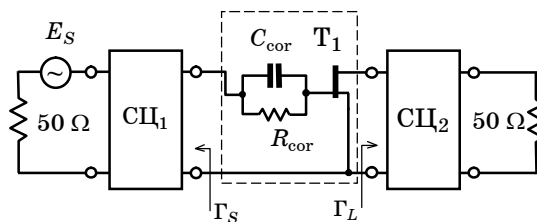


Рис. 2. Структурная схема однокаскадного КУ

полнить синтез реактивных четырехполусных СЦ и двухполусных цепей коррекции (обратной связи) усилительного каскада, исходя из комплекса требований к его характеристикам.

Структурная схема однокаскадного КУ показана на рис. 2. С использованием нелинейной модели транзистора в среде MWO было выполнено его load-pull-моделирование при вариации коэффициента отражения нагрузки. При этом предварительно ко входу транзистора была подключена стабилизирующая RC-цепочка, обеспечивающая безусловную устойчивость «составного» активного элемента (АЭ) – транзистора с цепочкой (рис. 3, а). Полученные контуры равной выходной мощности на плоскости коэффициента отражения нагрузки при входной мощности $P_{in}=5$ дБм приведены на рис. 3, б (частота 34 ГГц). Рабочая точка при этом соответствует режиму класса А: $V_{ds}=5$ В, $V_{gs}=-1.2$ В. Результаты load-pull-моделирования показали, что транзистор в диапазоне частот 30-38 ГГц позволяет получить выходную мощность в линейном режиме около 14 дБм.

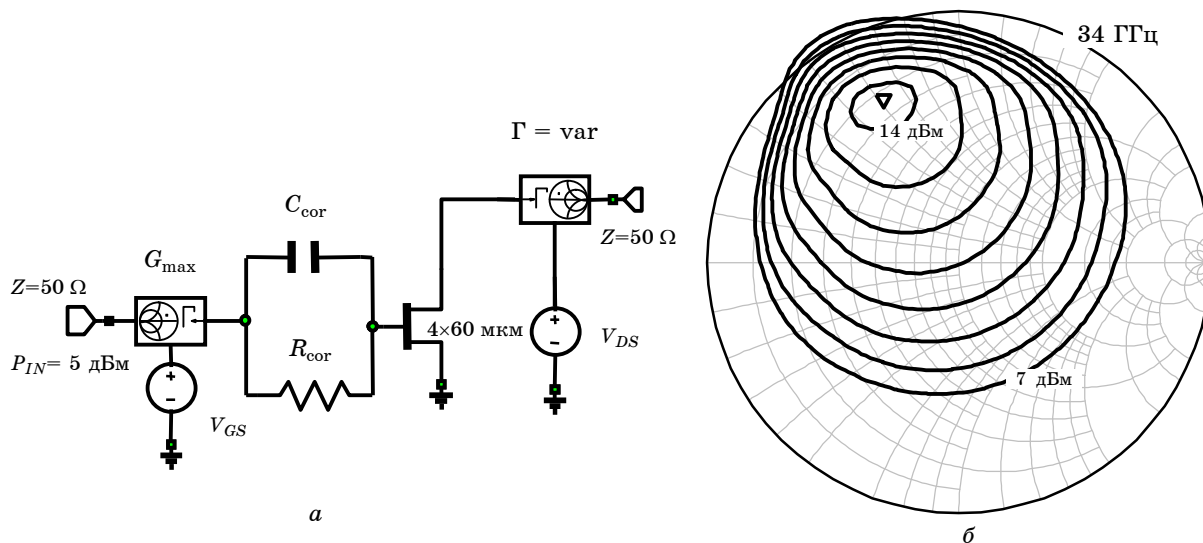


Рис. 3. Схема для load-pull-моделирования в MWO (а) и контуры равной выходной мощности на частоте 34 ГГц (б)

С помощью программы REGION [1, 8] на плоскости коэффициента отражения нагрузки Γ_L «составного» АЭ (рис. 2) для ряда фиксированных частот рабочего диапазона были построены области допустимых значений (ОДЗ) при следующих требованиях к каскаду: $9 \leq G \leq 11$ дБ; $m_1 \leq 0,33$; $m_2 \leq 0,33$. Совмещение этих ОДЗ с контурами выходной мощности показало, что контуры для $P_{out} = 14$ дБм лежат внутри полученных ОДЗ, т.е. одновременно можно выполнить требования согласования входа и выхода, необходимого коэффициента усиления и выходной мощности не менее 14 дБм.

Результирующие ОДЗ, соответствующие указанному комплексу требований к характеристикам усилителя, приведены для частот 30, 34 и 38 ГГц на рис. 4, а. Далее с помощью программы визуального проектирования КЦ и СЦ LOCUS [1, 6] по полученным ОДЗ была синтезирована выходная СЦ на сосредоточенных элементах, ее схема и годограф коэффициента отражения показаны на рис. 4, а.

На следующем этапе расчета были получены ОДЗ на плоскости коэффициента отражения источника сигнала Γ_S «составного» АЭ с учетом того, что найденная выходная СЦ подключена к АЭ (рис. 4, б). Анализ расположения ОДЗ на плоскости Γ_S показывает, что построить простую цепь (с числом элементов не более 3) по ним не представляется возможным. Поэтому для расчета входной СЦ мы аппроксимировали ОДЗ некоторым идеализированным годографом $\Gamma_S^0(f)$ (выбрали точки в центре областей). Далее с помощью программы GENESYN [2], основанной на генетических алгоритмах, выполняем автоматический синтез реактивной цепи, которая в рабочей полосе частот согласует сопротивление генератора 50 Ом и нагрузку с сопряженным коэффициентом отражения $[\Gamma_S^0(f)]^*$. Схема полученной цепи и ее годограф показаны на рис. 4, б. Так как мы не смогли точно повторить желаемую зависимость $\Gamma_S^0(f)$, характеристики каскада будут несколько отличаться от заданных.

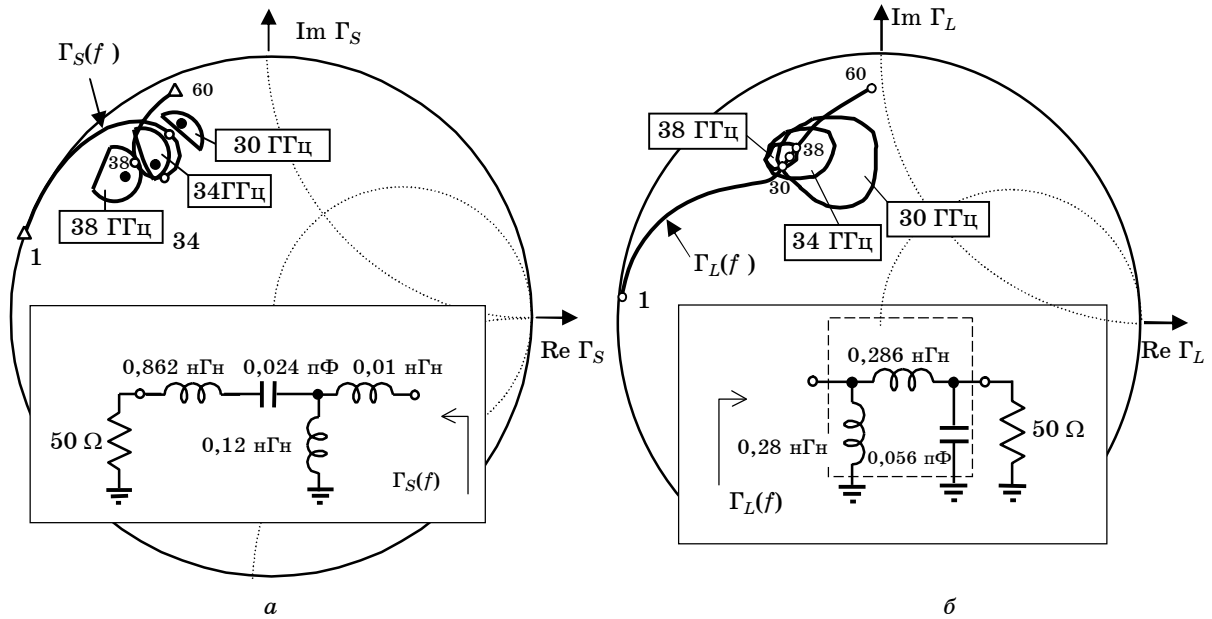


Рис. 4. ОДЗ и годографы коэффициентов отражения: *а* – выходной СЦ на плоскости Γ_L ; *б* – входной СЦ на плоскости Γ_S . Требования для получения ОДЗ: $P_{out} > 14$ дБм; $9 \text{ дБ} \leq G \leq 11 \text{ дБ}$; $m_1 \leq 0,33$; $m_2 \leq 0,33$

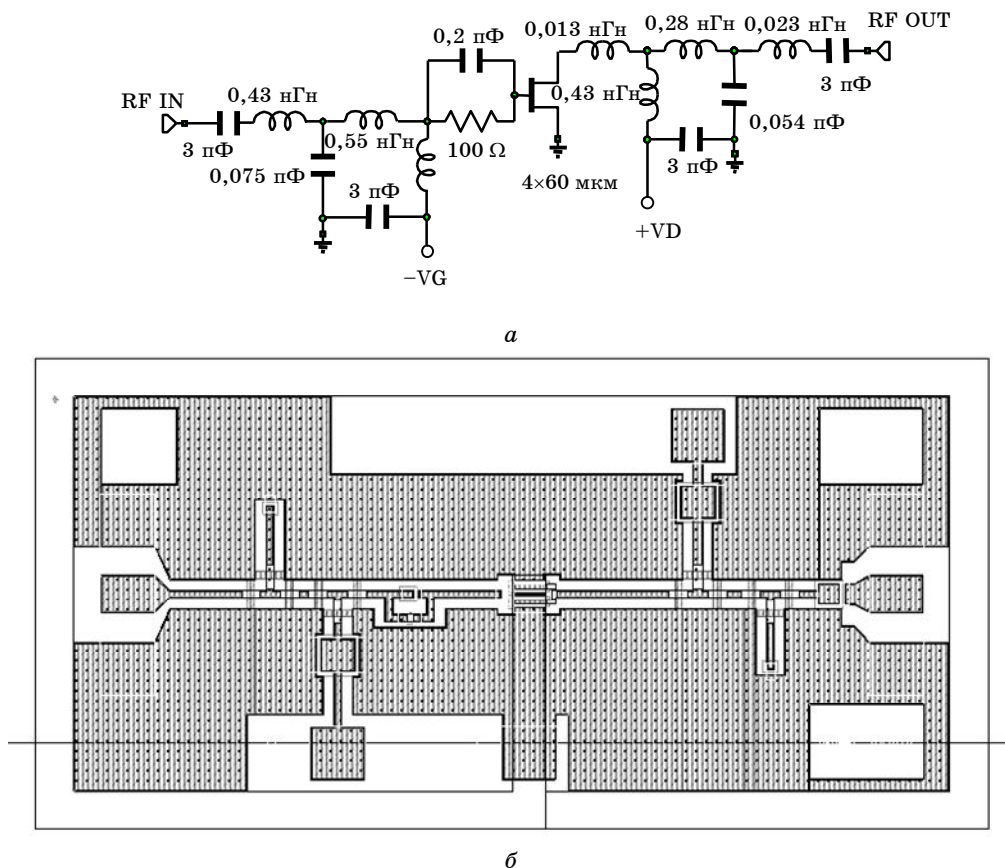


Рис. 5. Принципиальная схема (*а*) и топология (*б*) однокаскадного КУ

Синтезированные схемы СЦ были модифицированы в MWO для удобства реализации в копланарном исполнении. Полученная принципиальная схема однокаскадного КУ на идеальных сосредоточенных элементах приведена на рис. 5, *а*. Следующий шаг заключался в разработке топологии КУ и параметрической оптимизации его элементов, при этом

в схему были добавлены элементы смещения транзистора по постоянному току. Окончательная топология МИС КУ изображена на рис. 5б (размеры кристалла $0,9 \times 1,8 \text{ мм}^2$).

Разработанный усилитель был изготовлен на основе $0,13 \text{ мкм}$ GaAs mHEMT-технологии ИСВЧПЭ РАН (г. Москва). На рис. 6, б приведены частотные характеристики КУ, измеренные на пластине. Следует отметить, что измерения выполнены при напряжении сток-исток транзистора $V_{ds} = 3,5 \text{ В}$, так как при расчетном значении $V_{ds} = 5 \text{ В}$ транзисторы выходили из строя. Измеренная выходная мощность $P_{1\text{dB}}$ составила около 7 дБм .

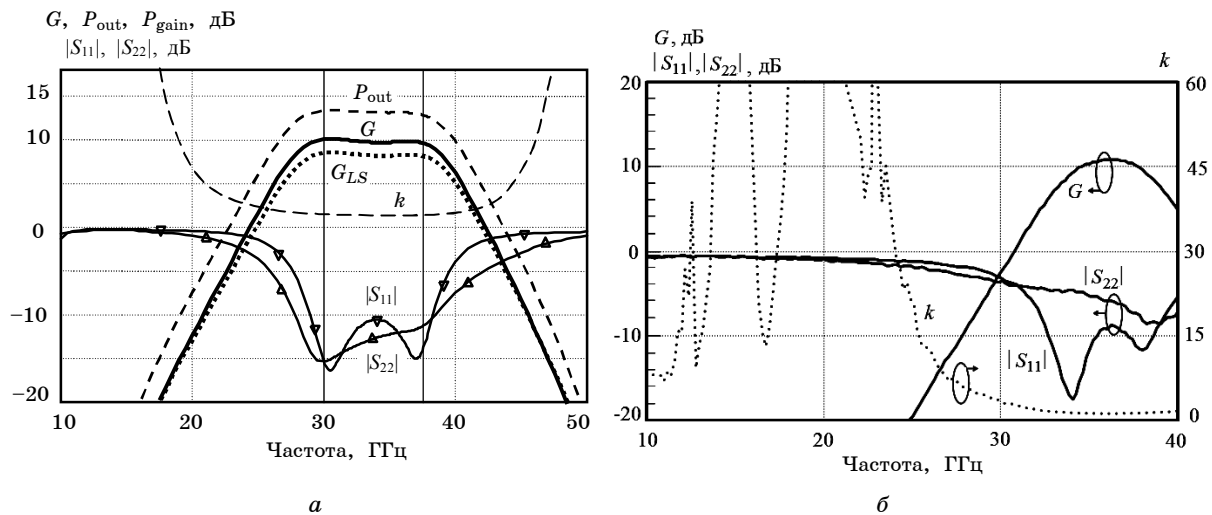


Рис. 6. Результаты моделирования (а) и измерений (б) однокаскадного КУ при $V_{ds}=3,5 \text{ В}$

На рис. 6, а для сравнения представлены результаты моделирования монолитного КУ (рис. 5, а) при $V_{ds}=3,5 \text{ В}$. Здесь P_{out} и G_{LS} – соответственно выходная мощность КУ и коэффициент усиления при входной мощности, соответствующей уменьшению усиления на 1 дБ . Моделирование выполнялось с использованием разработанной библиотеки моделей копланарных элементов [4, 5]. Расчетное значение $P_{1\text{dB}}$ равно $13,1 \text{ дБм}$. Исследования показали, что основной причиной расхождения между измеренными и рассчитанными характеристиками КУ является отличие параметров изготовленных транзисторов от значений, измеренных на предыдущей пластине и использованных при моделировании. Это обусловлено определенными изменениями технологического процесса при изготовлении усилителей.

Работа выполнялась при поддержке РФФИ в рамках проектов 08-07-99034-р_офи и 09-07-99020-р_офи, а также в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Нанотехнологии и наноматериалы», «Создание электронной компонентной базы», «Микроэлектроника» (мероприятия 1.1, 1.2.1, 1.2.2, 1.3.1 и 1.3.2, государственные контракты П1418, П1492, П2188, П669, П499, 16.740.11.0092 и 14.740.11.0135).

Литература

1. Бабак Л.И. Комплекс программ «визуального» проектирования транзисторных СВЧ-усилителей и пассивных цепей / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Д.А. Зайцев и др. // Сб. докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч.2. – С. 113–115.
2. Бабак Л.И. Программа синтеза согласующих цепей на основе генетического алгоритма / Л.И. Бабак, В.А. Вьюшков // Сб. трудов 16-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2006. – Т. 1. – С. 209–210.
3. Дмитриенко К.С. Построение табличной нелинейной модели pHEMT-транзистора / К.С. Дмитриенко, Л.И. Бабак // Сб. трудов 19-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь: Вебер, 2009. – Т. 1. – С. 119–120.
4. Шеерман Ф.И. Создание библиотек моделей элементов СВЧ монолитных интегральных схем для системы Microwave Office / Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // Сб. трудов 19-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2009). – Севастополь: Вебер, 2009. – Т. 1. – С. 107–108.

5. Добуш И.М. Исследование копланарных элементов монолитных интегральных схем / И.М.Добуш, А.А.Коколов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2(22), ч. 1. – С. 38–41.

6. Babak L.I. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits / L.I. Babak, M.V. Cherkashin // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. – 2001. – Vol. 3. – P. 2095–2098.

7. Cherkashin M.V. Design of 2-10 GHz feedback MMIC LNA using «visual» technique / M.V.Cherkashin, D. Eyllier, L.I.Babak et al. // Proc. 35th Europ. Microwave Conf. – France, Paris, 2005. – P. 1153–1156.

8. Babak L.I. A new «region» technique for designing microwave transistor low-noise amplifiers with lossless equalizers / L.I. Babak, M.V.Cherkashin, A.Yu. Polyakov // Proc. 38th Europ. Microwave Conf. Proc. – Netherlands, Amsterdam, 2008. – P. 1402–1405.

Черкашин Михаил Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП),
декан факультета вычислительных систем ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 73-96-48
Эл. почта: mcher@kcup.tusur.ru

Коколов Андрей Александрович

Мл. науч. сотрудник каф. КСУП ТУСУРа
Тел.: +7-923-405-93-59
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

Добуш Игорь Мирославович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа
Тел.: +7-923-402-92-86
Эл. почта: igadobush@gmail.com

Бабак Леонид Иванович

Канд. тех. Наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», доцент каф. компьютерных систем
в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Дом. тел.: +7(382-2) 41-47-17, сот. тел. +7-960-969-91-52
Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

Cherkashin M.V., Kokolov A.A., Dobush I.M., Babak L.I.

Designing of Ka-band single-stage MMIC amplifier with use of CAD synthesis software tools

Designing of Ka-band single-stage coplanar MMIC amplifier based on the 0.13 μm GaAs mHEMT technology is described. The application of software tools for CAD-oriented synthesis of microwave transistor amplifiers and matching circuits is demonstrated.

Keywords: MMIC, coplanar amplifier, Ka-band, mHEMT, element models, automatically synthesis.