

# Высокочастотный маломощный КМОП-усилитель

Е.В. Балашов, А.С. Коротков

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет,  
korotkov@rphf.spbstu.ru

**Аннотация** — В работе развита методика параметрического синтеза высокочастотных маломощных КМОП-усилителей с малой потребляемой мощностью для преселекторов систем связи. Синтезирован узкополосный усилитель и разработана микросхема усилителя с использованием 0.18 мкм КМОП-технологии компании UMC с рабочей частотой 2.4 ГГц и потребляемой мощностью 4 мВт. Значения параметров  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  составили 22 дБ и минус 30 дБ соответственно при коэффициенте шума 2.9 дБ. Проведен анализ нелинейных интермодуляционных искажений с использованием рядов Вольтерра. Точность оценки точки пересечения с тоном перекрестной модуляции  $IP3$  составила 3 дБм. Разработанный усилитель обеспечивает в два раза меньшую потребляемую мощность по сравнению с аналогичными реализациями. Приведены результаты моделирования и эксперимента.

**Ключевые слова** — КМОП-технология, маломощный усилитель, средняя инверсия, нелинейные искажения, точка пересечения с тоном перекрестной модуляции.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

С уменьшением длины канала МОП-транзистора частота единичного усиления по току  $f_T$  увеличилась до 30-60 ГГц, что сделало КМОП-технологии конкурентоспособной с технологиями на основе арсенида галлия и кремния/германия для проектирования радиочастотных устройств в диапазоне 1–20 ГГц. Как следствие, применение КМОП-технологии позволяет реализовать концепцию «система на кристалле (system-on-a-chip)», т.е. объединить на одном кристалле цифровую, аналоговую и высокочастотную части радиотехнической системы. Высокочастотный маломощный усилитель (МШУ) является первым блоком радиоприемного тракта и определяет характеристики приемного устройства, в том числе чувствительность и динамический диапазон.

Анализ литературы позволил заключить, что наиболее перспективной схемой узкополосного усилителя является структура с включением транзистора с общим истоком (ОИ) и отрицательной индуктивной последовательной обратной связью (ОС) по току [1]. Данная структура позволяет реализовывать коэффициент усиления более 15 дБ, при низком коэффициенте шума 1–3 дБ и потребляемой мощности порядка

10 мВт, благодаря одновременному согласованию по шумам и по мощности. Подобная схема применяется в устройствах WLAN, GPS, GSM на частотах 2.4/5.2 ГГц, 1.5 ГГц, 0.9/1.8 ГГц соответственно. Основной задачей при синтезе усилителя является выбор параметров транзисторов, обеспечивающих выполнение заданных требований. Известные методики [1],[2] не учитывают паразитные элементы МОП-транзистора: емкость затвор-сток, сопротивление сток-исток. В транзисторах с длиной канала менее 0.8 мкм рабочая точка приближается к напряжению отпирания, что приводит к эффектам, связанным с появлением диффузионной составляющей тока стока [3],[4]. Для учета этих эффектов при проектировании усилителей, в известных методиках используется эмпирический подход и подбор параметров транзистора с использованием многократного анализа схемы в программной среде моделирования.

Динамический диапазон маломощного усилителя определяется уровнем собственного шума и уровнем нелинейных искажений. Если анализ шумов линейных устройств является хорошо известной процедурой, то анализ нелинейных искажений требует разработки методики, позволяющей провести оценку параметров нелинейных искажений как с учетом влияния обратных связей, так и нелинейностей транзисторов.

Таким образом, развитие методики параметрического синтеза и схемотехники высокочастотных маломощных КМОП-усилителей с учетом паразитных эффектов: диффузионной составляющей тока стока и паразитных элементов транзисторов и пассивных компонентов схемы — для минимизации уровня шумов, нелинейных искажений и потребляемой мощности является актуальной задачей.

Статья состоит из пяти разделов. После введения, во втором разделе представлена методика синтеза маломощного усилителя с учетом диффузионной составляющей тока стока. В третьем разделе изложена методика анализа нелинейных интермодуляционных искажений с использованием рядов Вольтерра и приведены формулы для оценки точки пересечения с тоном перекрестной модуляции  $IP3$ . В четвертом

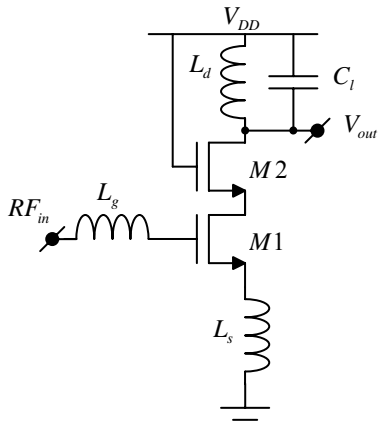


Рис. 1. Усилитель на транзисторе с включением по схеме с ОИ и индуктивной последовательной ОС по току

разделе представлены результаты моделирования микросхемы синтезированного усилителя с учетом паразитных элементов компоновки кристалла и результаты экспериментальных исследований. В заключении приведены итоги работы.

## II. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

Процедура параметрического синтеза предполагает оптимизацию значений элементов малошумящего усилителя на транзисторе с включением с ОИ и индуктивной последовательной ОС по току (Рис.1), по критерию минимизации коэффициента шума, при заданной потребляемой мощности и полном согласовании импедансов. Усилитель построен на основе каскодной пары транзисторов  $M1$  и  $M2$ . Планарная индуктивность  $L_s$  обеспечивает отрицательную индуктивную последовательную обратную связь по току. Планарная индуктивность  $L_g$  используется для компенсации реактивного входного сопротивления усилителя. Планарная индуктивность  $L_d$  и емкость нагрузки  $C_l$  образуют избирательную выходную цепь в виде параллельного резонансного контура, добротность которого ограничена выходным сопротивлением транзистора и добротностью планарной индуктивности  $L_d$ .

При потребляемой мощности в единицы милливольт, транзистор находится в промежуточном режиме между режимами слабой и сильной инверсии, в котором значительную роль играет диффузионная составляющая тока стока. Данный режим принято называть режимом средней инверсии [3],[4]. В режиме средней инверсии емкости и передаточные проводимости транзистора существенно – на 20-30 % – отличаются от значений, рассчитанных для режима сильной инверсии, поэтому эффекты, присущие режиму средней

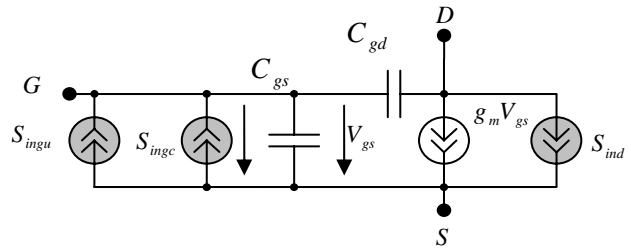


Рис. 2. Малосигнальная и шумовая модель МОП-транзистора

инверсии, необходимо учитывать в процессе синтеза малошумящего усилителя. Для этого предлагается использовать модель МОП-транзистора, в которой малосигнальные параметры усилителя: передаточная проводимость транзистора  $g_m$ , паразитные емкости затвор-исток  $C_{gs}$  и затвор-сток  $C_{gd}$ , – в режиме насыщения выражены через коэффициент инверсии  $i_F$  и ширину транзистора  $W$  [3],[4]:

$$i_F = \frac{I_{D,sat}}{I_{spec}} \quad (1)$$

$$I_{spec} = 2n\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} \phi_T^2, \quad (2)$$

$$g_m = \frac{I_{D,sat}}{n\phi_T} G(i_F) = \frac{I_{D,sat}}{n\phi_T} \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{i_F + \frac{1}{4}}}, \quad (3)$$

$$C_{gs} = C_{GSi} + C_{GSov} =$$

$$= \frac{2}{3} WLC_{ox} \left( \sqrt{i_F - \frac{1}{4}} + 1 \right) \left( \sqrt{i_F - \frac{1}{4}} - \frac{1}{2} \right) \left( \sqrt{i_F - \frac{1}{4}} + \frac{1}{2} \right)^{-2} + C_{GSO} W, \quad (4)$$

$$C_{gd} = C_{GDO} W, \quad (5)$$

где  $I_{D,sat}$  – ток стока транзистора в режиме насыщения,  $I_{spec}$  – нормирующий ток,  $n$  – параметр, получивший название «коэффициент наклона» (slope fac-

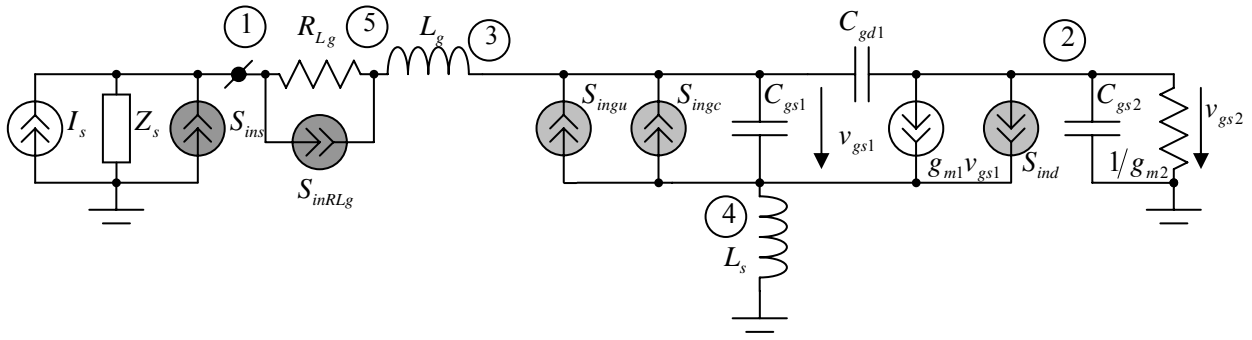


Рис. 3. Малосигнальная модель усилителя с источниками шумового тока

то) равный отношению приращения напряжения на затворе к приращению напряжения отсечки канала,  $\mu_0$  – подвижность носителей заряда,  $L$  – длина МОП-транзистора,  $\varphi_T$  – термодинамический потенциал,  $C_{GSO}$  и  $C_{GDO}$  – удельные емкости перекрытия затвор-исток и затвор-сток соответственно.

Упрощенная малосигнальная модель МОП-транзистора с источниками шума на высоких частотах (т.е. без учета фликкерной составляющей) показана на рис. 2. Модель включает три генератора шума: генератор теплового шумового тока стока со спектральной плотностью  $S_{ind}$  и два генератора наведенного шумового тока со спектральными плотностями  $S_{ingc}$  и  $S_{ingu}$ . Спектральные плотности шумовых токов выражаются следующими формулами:

$$S_{ind} = 4kTG_{nch}, \quad (6)$$

$$S_{ingc} = |c|^2 4kTG_{ng}(\omega), \quad (7)$$

$$S_{ingu} = (1 - |c|^2) 4kTG_{ng}(\omega), \quad (8)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – абсолютная температура,  $G_{nch}$  и  $G_{ng}$  – шумовые проводимости, выраженные через коэффициент  $i_F$ :

$$G_{nch} = \frac{1}{1 + i_F} \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{3} i_F \right] g_m, \quad (9)$$

$$G_{ng}(\omega) = \beta_{sat} \frac{(\omega C_{gs})^2}{g_m}, \quad (10)$$

где коэффициент  $\beta_{sat} = \delta/(5n)$ ,  $\delta$  – коэффициент, равный 1.333 в режиме сильной инверсии,  $c$  – коэффициент корреляции, равный  $-j \cdot 0.395$ ,  $\omega$  – рабочая частота.

Разработанная методика параметрического синтеза заключается в построении малосигнальной модели усилителя с учетом режима средней инверсии и проведении процедуры оптимизации. Для этого составляется  $\mathbf{Y}$ -матрица для малосигнальной модели уси-

лителя, показанной на рис.3, и формируются выражения для входного импеданса усилителя  $Z_{in}(\omega)$  и коэффициента шума  $F(\omega)$ :

$$Z_{in}(\omega) = \frac{\Delta_{11}}{\Delta}, \quad (11)$$

$$F(\omega) \approx 1 + \frac{|Z_{RLg}(\omega)|^2 S_{in,RLg}}{|Z_{Rs}(\omega)|^2 S_{in,Rs}} + \frac{|Z_{ing}(\omega)|^2 S_{ingu}}{|Z_{Rs}(\omega)|^2 S_{in,Rs}} + \frac{\left| Z_{ind}(\omega) + c \frac{\sqrt{S_{ing}}}{\sqrt{S_{ind}}} Z_{ing}(\omega) \right|^2 S_{ind}}{|Z_{Rs}(\omega)|^2 S_{in,Rs}} \quad (12)$$

где  $\Delta_{11}$  – определитель  $\mathbf{Y}$ -матрицы с вычеркнутой первой строкой и первым столбцом,  $\Delta$  – определитель полной  $\mathbf{Y}$ -матрицы,  $Z_{Rs}(\omega)$ ,  $Z_{RLg}(\omega)$ ,  $Z_{ing}(\omega)$ ,  $Z_{ind}(\omega)$  – передаточные импедансы от источников шумового тока на выход усилителя,  $S_{in,Rs}$  и  $S_{in,RLg}$  – спектральные плотности шумового тока сопротивления источника сигнала  $R_s$  и сопротивления активных потерь  $R_{Lg}$  планарной индуктивности  $L_g$ . Сопротивление  $R_{Lg}$  выражается через добротность катушки индуктивности  $Q_L$  формулой  $R_{Lg} = \omega L_g / Q_L$ .

Затем проводится оптимизация значений элементов малосигнальной модели усилителя по критерию минимума коэффициента шума, при заданном потребляемом токе  $I_{D,sat}$  при полном согласовании импедансов с учетом конечной добротности планарных индуктивностей  $Q_L$  и зависимостей номиналов элементов модели транзистора от диффузионной и дрейфовой составляющей тока стока. При этом, согласно формулам (1-11), вводится зависимость малосигнальных и шумовых параметров транзистора от  $W$  при фиксированном значении тока  $I_{D,sat}$ . Задача условной оптимизации преобразуется к задаче безусловной оптимизации методом штрафной функции. В этом случае решение задачи сводится к поиску минимума функции вида:

$$TF(\mathbf{V}) = F(\mathbf{V}) + f\left(\left|\frac{Z_{in}(\mathbf{V}) - R_s}{Z_{in}(\mathbf{V}) + R_s}\right|\right), \quad (13)$$

где  $\mathbf{V} = (W, L_s, L_g)^T$  – вектор параметров оптимизации,  $F(\mathbf{V})$  и  $Z_{in}(\mathbf{V})$  – функции коэффициента шума и входного импеданса усилителя соответственно, выраженные через вектор параметров оптимизации  $\mathbf{V}$  на рабочей частоте усилителя,  $f(x)$  – функция штрафа «квадрат срезки»:

$$f(x) = \begin{cases} x^2, & x > 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (14)$$

Задача оптимизации решена с учетом активных потерь интегральной индуктивности, при добротности  $Q_L = 10$ , при заданной потребляемой мощности 4 мВт, при напряжении питания 1.8 В, с использованием метода Флэтчера-Пауэла. Проведенная оптимизация усилителя показала, что оптимальный режим работы транзистора, при потребляемом токе в 2.2 мА, соответствует режиму средней инверсии  $i_F < 10$ . Моделирование на транзисторном уровне, с использованием платформы Cadence, показало, что схема усилителя с частотой настройки 2.4 ГГц, синтезированная по 0.18 мкм КМОП-технологии компании UMC с шириной транзисторов 240 мкм, обеспечивает коэффициент усиления 20 дБ, коэффициент шума 2.5 дБ, коэффициент отражения по входу меньше –10 дБ. Предложенная методика дает возможность исключить эмпирический подход при синтезе усилителя.

### III. ОЦЕНКА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Разработанная методика анализа динамического диапазона маломощных усилителей позволяет оценить параметр нелинейных искажений – точки пересечения с тоном перекрестной модуляции ППЗ. Введена зависимость параметра ППЗ от амплитуды спектральной составляющей на выходе МШУ  $U_{out}(\omega_1, \omega_1, -\omega_2)$  на частоте интермодуляционных искажений третьего порядка  $2\omega_1 - \omega_2$ . Поскольку при расчете ППЗ напряжение  $U_{out}(\omega_1, \omega_1, -\omega_2)$  рассматривается при близких значениях частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , то при малых расстройках  $\Delta\omega$  между частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , допустим переход к случаю  $\omega_1 \approx \omega_2 = \omega$ . Таким образом, ППЗ выражается формулой:

$$\begin{aligned} \text{ППЗ} &= \frac{1}{8} \frac{|U_s|^2}{R_s} \left| \frac{U_{out}(\omega_1)}{U_{out}(\omega_1, \omega_1, -\omega_2)} \right| \approx \\ &\approx \frac{1}{8} \frac{|U_s|^2}{R_s} \left| \frac{U_{out}(\omega)}{U_{out}(\omega, \omega, -\omega)} \right| \end{aligned} \quad (15)$$

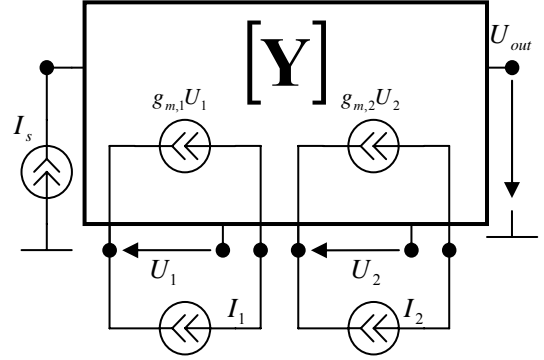


Рис. 4. Обобщенная цепь с двумя нелинейными источниками тока

Для оценки  $U_{out}(\omega, \omega, -\omega)$  рассмотрена обобщенная цепь с двумя полиномиальными источниками тока. Ток  $i$ -ого полиномиального источника тока выражается зависимостью от напряжения вида:

$$I_{NL,i} = g_{m,i}U_i + g_{m2,i}U_i^2 + g_{m3,i}U_i^3 \quad (16)$$

где  $g_{m,i}$ ,  $g_{m2,i}$  и  $g_{m3,i}$  – передаточные проводимости первого, второго и третьего порядков,  $U_i$  – управляющие напряжения полиномиального источника тока. Каждый полиномиальный источник тока  $I_{NL,i}$  в обобщенной цепи представляется в виде параллельного соединения линейного источника тока, управляемого напряжением, (ИТУН) и нелинейного источника тока  $I_i$  ( $i=1,2$ ) (Рис.4). Источник тока  $I_s$  представляет источник входного бигармонического сигнала. Для нахождения спектральной составляющей выходного напряжения интермодуляционных искажений  $U_{out}(\omega, \omega, -\omega)$  необходимо применить метод рядов Вольтерра [5, стр.183]. Тогда, для напряжения  $U_{out}(\omega, \omega, -\omega)$  получим следующее выражение:

$$\begin{aligned} U_{out}(\omega, \omega, -\omega) &= Z_{out,1}(\omega, \omega, -\omega)I_1(\omega, \omega, -\omega) + \\ &+ Z_{out,2}(\omega, \omega, -\omega)I_2(\omega, \omega, -\omega), \end{aligned} \quad (17)$$

где  $Z_{out,i}(\omega, \omega, -\omega)$  – передаточный импеданс на частоте интермодуляционных искажений от нелинейного источника тока  $I_i$  к выходному узлу схемы,  $I_i(\omega, \omega, -\omega)$  – ток источника  $I_i$  на частоте интермодуляционных искажений при  $i=1,2$ . Ток  $I_i(\omega, \omega, -\omega)$  выражается формулой:

$$\begin{aligned} I_i(\omega, \omega, -\omega) &= g_{m3,i}U_i(\omega)U_i(\omega)U_i(-\omega) + \\ &+ 2g_{m2,i} \frac{1}{3} [2U_i(\omega, -\omega)U_i(\omega) + U_i(\omega, \omega)U_i(-\omega)], \end{aligned} \quad (18)$$

где  $U_i(\omega, \pm\omega)$  и  $U_i(\pm\omega)$  – управляющее напряжение для  $i$ -ого нелинейного источника тока  $I_i$  на частоте

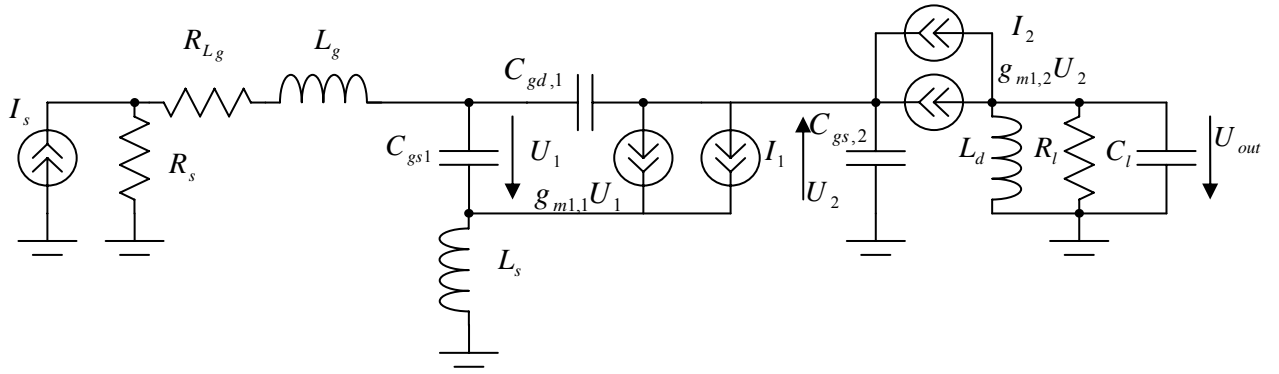


Рис. 5. Малосигнальная модель усилителя с нелинейными источниками тока

$\omega \pm \omega$  и  $\pm \omega$  соответственно, при  $i=1,2$ . Напряжение  $U_i(\pm \omega)$  описывается выражением

$$U_i(\pm \omega) = Z_{i,s}(\pm \omega) I_s \quad (19)$$

где  $Z_{i,s}(\pm \omega)$  – передаточный импеданс на частоте  $\pm \omega$  от источника тока  $I_s$  к узлам с падением напряжения  $U_i$  при  $i=1,2$ . Напряжение  $U_i(\omega, \pm \omega)$  представляется как:

$$U_i(\omega, \pm \omega) = Z_{i,i}(\omega, \pm \omega) I_i(\omega, \pm \omega) + Z_{i,j}(\omega, \pm \omega) I_j(\omega, \pm \omega) \quad (20)$$

где  $Z_{i,j}(\omega, \pm \omega)$  – передаточный импеданс на частоте  $\omega \pm \omega$  от нелинейного источника тока  $I_j$  к узлам с падением напряжения  $U_i$  при  $i=1,2; j=1,2$ ,  $I_i(\omega, \pm \omega)$  – ток источника  $I_i$  на частоте  $\omega \pm \omega$  при  $i=1,2$ . Ток  $I_i(\omega, \pm \omega)$  выражается формулой

$$I_i(\omega, \pm \omega) = g_{m2,i} U_i(\omega) U_i(\pm \omega) \quad (21)$$

Подставляя в формулу (17) последовательно выражения (18-21), получим выражение для  $U_{out}(\omega, \omega, -\omega)$ :

$$U_{out}(\omega, \omega, -\omega) = [Z_{NL1,1}(\omega, \omega, -\omega) + Z_{NL2,2}(\omega, \omega, -\omega) + Z_{NL2,1}(\omega, \omega, -\omega) + Z_{NL1,2}(\omega, \omega, -\omega)] I_s^3, \quad (22)$$

где

$$Z_{NLi,i}(\omega, \omega, -\omega) = Z_{i,s}^2(\omega) Z_{i,s}(-\omega) Z_{out,i}(\omega) \times \left[ g_{m3,i} + \frac{4}{3} Z_{i,i}(0) g_{m2,i}^2 + \frac{2}{3} Z_{i,i}(2\omega) g_{m2,i}^2 \right], \quad (23)$$

$$Z_{NLi,j}(\omega, \omega, -\omega) = Z_{out,i}(\omega) g_{m2,2} g_{m2,1} \times \left[ \frac{2}{3} Z_{j,s}^2(\omega) Z_{i,s}(-\omega) Z_{i,j}(2\omega) + \frac{4}{3} Z_{i,j}(0) Z_{j,s}(\omega) Z_{j,s}(-\omega) Z_{i,s}(\omega) \right] \quad (24)$$

при  $i=1,2; j=1,2, i \neq j$ , где  $Z_{k,l}(\omega)$  – передаточный импеданс от источника  $I_l$  тока к узлам с падением напряжения  $U_k$  на частоте  $\omega$ ;  $l=s,1,2; k=out,1,2$ .

Для оценки ППЗ передаточные импедансы  $Z_{k,l}(\omega)$  определяются с использованием Y-матрицы малосигнальной модели усилителя с источниками нелинейного тока (Рис.5). Далее вычисляется значение  $U_{out}(\omega)$  и значение  $U_{out}(\omega, \omega, -\omega)$  с использованием выражений (22–24). С использованием формулы (15) вычисляется ППЗ. Оценка ППЗ для синтезированного усилителя составила минус 16 дБм. Результат моделирования МШУ с использованием платформы Cadence составил ППЗ = -13 дБм. Таким образом, ошибка не превышает 3 дБм.

#### IV. ЭКСПЕРИМЕНТ

На заключительном этапе синтеза разработана микросхема малошумящего усилителя, проведено моделирование с учетом паразитных элементов компоновки кристалла и экспериментальные исследования микросхемы. Компоновка кристалла микросхемы синтезированного усилителя была разработана без схемы защиты и со схемой защиты от электростатического разряда. Проведено моделирование усилителя без схемы защиты от электростатического разряда с использованием программной платформы Cadence после экстракции паразитных элементов компоновки кристалла. При этом получены следующие результаты: параметры  $|S_{21}|$  и  $|S_{11}|$  составили 22 дБ и минус 30 дБ соответственно, при коэффициенте шума 2.9 дБ. Результаты моделирования на транзисторном уровне и с учетом паразитных элементов компоновки кристалла имеют хорошее соответствие: для параметра  $|S_{21}|$  ошибка составила 3 дБ, для коэффициента шума 0.4 дБ. Сопоставительный анализ характеристик разработанного МШУ и аналогичных усилителей с планарными индуктивностями на кристалле, представленными в литературе [6],[7] показал, что характеристики синтезированного МШУ, при сравнимом коэффициенте шума, имеют в 2-2.5 раза меньшую потребляемую мощность.

Микросхема малошумящего усилителя со схемой защиты от электростатического разряда изготовлена по программе EUROPRACTICE компанией UMC. Микрофотография микросхемы показана на рис.6. Площадь, занимаемая усилителем на кристалле, составила  $1 \times 1.5 \text{ мм}^2$ . Измерения проводились непосредственно «на кристалле» с использованием измерительного стенда, состоящего из анализатора цепей HP 8510A, источников питания и тестовой установки Cascade Microtech. Измерения показали, что паразитные элементы контактных площадок и защиты от электростатического разряда, не учтенные в расчетах, не позволили получить желаемые характеристики. Поэтому было выполнено дополнительное моделирование микросхемы с учетом паразитных элементов контактных площадок и защиты от электростатического разряда. Результаты сравнения величин входного импеданса, полученного в результате моделирования и эксперимента, позволяют заключить, что моделирование с учетом паразитных элементов схемы защиты от электростатического напряжения и контактных площадок имеют хорошее совпадение. Так, на частоте 2.4 ГГц активная часть входного импеданса составляет 5.5 Ом и 15.1 Ом, мнимая часть входного импеданса составляет минус 18.5 Ом и минус 17.5 Ом при измерениях и при моделировании соответственно. Добавление схемы защиты от электростатического разряда привело к рассогласованию усилителя из-за изменения величины входного импеданса, что не позволило измерить коэффициент усиления и коэффициент шума. В целом, результаты измерений и моделирования с учетом паразитных элементов схемы защиты от электростатического напряжения и паразитных элементов выводов микросхемы близки, что подтверждает справедливость разработанных методов.

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развита методика параметрического синтеза узкополосных малошумящих усилителей. Методика заключается в оптимизации параметров усилителя по критерию минимума коэффициента шума при заданной потребляемой мощности при полном согласовании импедансов с учетом конечной добротности планарных индуктивностей и зависимостей номиналов элементов модели транзистора от диффузионной и дрейфовой составляющей тока стока. Разработана микросхема малошумящего усилителя, синтезированного для работы на частоте 2.4 ГГц для телекоммуникационных устройств, по КМОП-технологии с минимальными геометрическими размерами 0.18 мкм компании UMC. Аналогичные усилители [6],[7], при сравнимом коэффициенте шума, потребляют мощность около 10 мВт, что более чем на 50% превосхо-

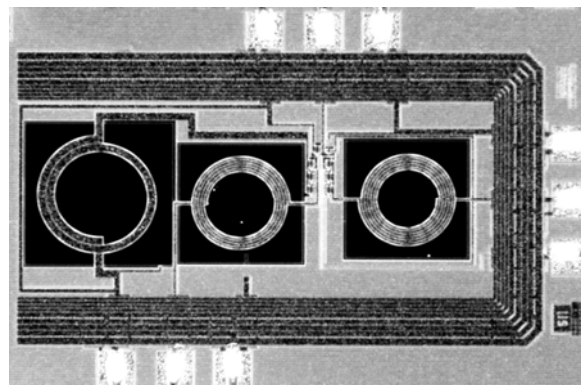


Рис. 6. Микрофотография микросхемы усилителя.

дит потребляемую мощность разработанных усилителей.

Разработана методика оценки параметра нелинейных искажений – точки пересечения с тоном перекрестной модуляции *ИПЗ*. Точность оценки параметра с использованием предложенной методики составила 3 дБм. Изготовлена микросхема усилителя по программе EUROPRACTICE компанией UMC. Эксперимент подтвердил теоретические результаты и результаты моделирования.

Исследования выполнены в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы по направлению «Радиофизика, акустика и электроника».

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Балашов Е.В., Коротков А.С. Микроэлектронные малошумящие КМОП-усилители радиочастотного диапазона: применение, схемотехника, тенденции развития // Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника. – 2007. №2. – С. 3-34.
- [2] Shaeffer D.K., Lee T.H. A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier // IEEE Journal of Solid-State Circuits. - 1997. - V. 32. - № 5. - P. 745 – 759.
- [3] Enz Ch., Krummenacher F., Vitoz E. An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low voltage and low current application. // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 1995, July – P. 83-114.
- [4] Enz C. An MOS Transistor Model for RF IC Design Valid in All Regions of Operation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - 2002. - V. 50. - № 1. - P. 342 – 359.
- [5] Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. - СПб: Наука. – 1999.
- [6] Huang Q.-H. A 1.5-V, A Fully-integrated 2.4/5.7 GHz concurrent dual-band 0.18 um CMOS LNA for an 802.11 WLAN Direct Conversion Receiver // Microwave Journal. - 2004. - V. 47. - № 2. - P. 76 – 88.
- [7] Lu L.-H. A. A 1.5-V, A Compact 2.4/5.2-GHz CMOS Dual-Band Low-Noise Amplifier // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. - 2005. - V. 15. - № 10. - P. 685 – 687.