

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ  
Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»  
(ГОУ ВПО «ЮРГУЭС»)

**СВЧ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ОА-1÷ОА-3  
НА ОСНОВЕ ТЕХПРОЦЕССА SG25H2  
И ИХ ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ  
В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

**Учебно-методическое пособие**  
для студентов специальностей и направлений  
210303 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»,  
210302 «Радиотехника»,  
210300 «Радиотехника» (бакалавриат),  
210400 «Телекоммуникации» (бакалавриат)



ШАХТЫ  
ГОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2010

УДК 621.375:004.94(07)  
ББК 32.84:32.973-018.2я73  
С24

**Авторы:**

*А. Будяков, К. Schmalz, Н. Прокопенко,  
С. Scheytt, Р. Островский, П. Будяков*

**Рецензенты:**

д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматизированного управления»  
Южного Федерального университета (ТТИ)

**С.Г. Крутинский**

к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника»  
Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса

**В.Г. Манжула**

*Рекомендовано к внутривузовскому изданию  
редакционно-издательским советом ЮРГУЭС*

С24 СВЧ операционные усилители ОА-1÷ОА-3 на основе техпроцесса SG25H2 и их практическое применение в системах связи и телекоммуникаций : учебно-методическое пособие / А. Будяков, К. Schmalz, Н. Прокопенко, С. Scheytt, Р. Островский, П. Будяков. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 113 с. : ил.

Рассматриваются особенности проектирования на основе SiGe технологического процесса (SG25H2) СВЧ операционных усилителей с дифференциальным входом и выходом, а также драйверов дифференциальных СВЧ линий связи и полосовых фильтров на их основе. Обсуждаются результаты компьютерного моделирования, разработки топологии и методов измерений параметров опытной партии кристаллов 0\_T214\_bench\_WW 18 типов микросхем, изготовленных в Институте инновационной микроэлектроники (ИНР, Германия, Франкфурт-на-Одере) в результате совместных исследований ЮРГУЭС и ИНР.

Предназначено для студентов, изучающих дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Микроэлектроника», «Электродинамика и распространение радиоволн», «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Устройства СВЧ и антенны», а также инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и применением аналоговых электронных изделий СВЧ диапазона.

В приложении пособия приведены тексты докладов и статей, которые могут использоваться студентами при изучении английского языка.

УДК 621.375:004.94(07)  
ББК 32.84:32.973-018.2я73

© ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный  
университет экономики и сервиса», 2010

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение .....	5
1. Особенности гетеробиполярных транзисторов.....	7
2. Перспективные архитектуры СВЧ операционных усилителей (ОУ) с низковольтным питанием .....	9
2.1. Влияние времени задержки на запас устойчивости по фазе ОУ.	10
2.2. Анализ расположения полюсов основных подсхем с минимальной электрической длиной .....	14
2.3. Сравнение частотных характеристик перспективных подсхем СВЧ ОУ .....	17
2.4. Операционные усилители с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу .....	20
2.5. Низковольтный операционный усилитель с однополярным питанием .....	23
2.6. Полосовой фильтр на основе ОУ, оптимизированного по максимальной частоте единичного усиления .....	25
2.7. Драйверы дифференциальных линий связи .....	28
3. Топология, параметры и схемы для тестовых измерений опытной партии кристаллов СВЧ операционных усилителей с парафазным выходом (ОА-#), драйверов линий связи (DR-#) и полосовых фильтров (F-#) на их основе .....	29
3.1. Размещение кристаллов в блоке 0_T214_bench_WW.....	29
3.2. Кристаллы ОА-# СВЧ-операционных усилителей ОА-1, ОА-2, ОА-3 .....	30
3.3. Измерение динамических параметров СВЧ операционных усилителей ОА-# .....	33
3.4. Кристаллы ОА-NF-# для измерения параметров шума СВЧ операционных усилителей ОА-# .....	34
3.5. Драйверы DR-# на базе СВЧ операционных усилителей ОА-#.....	35
3.6. Кристаллы DR-NF-# для измерения коэффициента шума драйверов DR-# .....	36
3.7. Кристаллы F-# полосовых СВЧ фильтров на базе ОУ ОА-#.....	38
3.8. Кристаллы F-NF-# для измерения коэффициента шума биквадратных фильтров F-#.....	39
3.9. Условия измерений динамических параметров кристаллов ОУ ОА-# и коэффициента шума кристаллов ОА-NF-# .....	41
3.10. Условия измерений динамических параметров драйверов DR-# и коэффициентов шума драйверов DR-NF-# .....	41
3.11. Условия измерений динамических параметров полосовых фильтров F-# и их коэффициента шума (кристалл F-NF-#) .....	41

3.12. Описание тестовых элементов библиотеки «UHFproj2» .....	42
3.12.1. Тестовые схемы СВЧ ОУ.....	42
3.12.2. Тестовые схемы драйверов.....	42
3.12.3. Биквадратные фильтры с центральной частотой 2ГГц..	43
3.13. Топология опытной партии кристаллов 0_T214_bench_WW ....	43
Заключение.....	85
Библиографический список.....	86
Приложение А. Design of Fully Differential OpAmps for GHz Range Applications .....	89
Приложение Б. Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz.....	94
Приложение В. Презентация доклада «Design of Fully Differential OpAmps for GHz Range Applications» .....	98



## ВВЕДЕНИЕ

СВЧ микроэлектроника получила своё развитие только в середине 60-х гг. XX в. В первую очередь это связано с трудностью создания твердотельных СВЧ-приборов, т.к. при проектировании и разработке СВЧ микроэлектронных устройств необходимо учитывать многие факторы, обусловленные малыми размерами узлов, концентрацией сильных полей в малых объёмах, наличием цепей паразитной связи, взаимодействием близко расположенных элементов, трудностью отвода тепла, требованиями к точности изготовления и однородности материалов.

Современные СВЧ изделия создаются на основе новых поколений твердотельных радиоэлектронных компонентов, например, на базе SiGe технологии. Помимо улучшенных основных технических параметров, применение этих компонентов позволяет кардинально снизить массу и габариты радиоэлектронных изделий, повысить надежность и коэффициент полезного действия, уменьшить стоимость при серийном производстве и т.д.

В последнее время резкое увеличение количества разрабатываемых в мире радиоэлектронных изделий СВЧ диапазона связано с широким развитием таких сфер применения радиоэлектроники, как космическая, спутниковая, персональная и сотовая связь, телекоммуникации, системы передачи данных и т.д. Вместе с тем, проектирование СВЧ микросхем представляет собой сложную задачу, включающую ряд этапов, связанных с созданием электрических схем и их топологии, проведением тестовых испытаний опытных образцов, исследованием шумов, S-параметров и т.п.

В рамках Федеральной целевой программы «Национальная технологическая база» ведущие микроэлектронные фирмы России приобрели технологическое оборудование для модернизации 0,25 мкм КМОП технологии (SGB25VD), способное в рамках единого цикла изготовить гетеропереходы. Это позволяет реализовать субмикронные транзисторы X диапазона, а также использовать экономичные режимы для ВЧ и СВЧ микросхем (ИС) относительно высокого уровня интеграции. Предварительные результаты показывают, что для многих практических задач можно отказаться от дорогостоящих арсенид – галлиевых элементов, повысить уровень системной интеграции и, следовательно, существенно расширить область практического использования сложных функциональных блоков (СФ блоков) и систем на кристалле (СнК). Предполагается, что на базе указанной технологии можно будет осуществить выпуск полностью отечественных ИС СВЧ диапазона в интересах государственных ведомств РФ, конечную радиоэлектронную аппаратуру (РЭА), для которых выпускают концерны «Алмаз-Антей», «Вега», «Созвездие», «Тактическое ракетное вооружение», являющиеся крупными потребителями этих ИС и СФ блоков.

По данным института инновационной электроники (ИНР, Германия) техпроцесс SGB25VD является наиболее дешёвым из полной номенклатуры SiGe технологий и представляет собой глубокое развитие традиционной КМОП технологии. Эта особенность является важной для реализации не только цифро-аналоговых и аналого-цифровых БИС, но и смешанных СнК. Номенклатура компонентов этой технологии показывает, что даже в варианте SGB25VD можно реализовать широкую гамму твердотельных ИС, как с фиксированными, так и с управляемыми параметрами. Однако основные качественные показатели этих изделий непосредственно определяются, в первую очередь, диапазоном рабочих частот чисто аналоговых узлов и устройств.

SiGe БиКМОП технология занимает сегодня лидирующие позиции в области изготовления СБИС для цифровой обработки сигналов, телекоммуникационных систем и многих других важных практических приложений, что обусловлено простотой интеграции в стандартный КМОП процесс, относительно низкой стоимостью производства, большим процентом выхода годных и высоким быстродействием приборов. Крупнейшие компании, такие как ИНР, IBM, Daimler-Benz, Phillips, Hitachi, разрабатывают и производят интегральные схемы, основным компонентом которых являются быстродействующие SiGe биполярные транзисторы, с граничными частотами 100–300 ГГц. Так, компанией IBM было показано, что граничная частота SiGe гетеробиполярных транзисторов может достигать 210 ГГц. С развитием технологии  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ -сплавов появилась возможность создания быстродействующих МОП транзисторов с SiGe/Si каналом, что в перспективе позволит создавать на их основе быстродействующие КМОП мощные схемы с граничными частотами 40–50 ГГц.

Технология SGB25VD накладывает существенные для схемотехники аналоговых микросхем ограничения, выражающиеся в невозможности использования комплементарных транзисторов и относительно низковольтных режимов их работы ( $U_{кэ.мах} = 2,9 \div 3,0\text{В}$ ). Создание IP блоков с таким ограничением по SiGe технологии является (наряду с её освоением) важнейшей задачей для зарубежных и отечественных центров проектирования аналоговых микросхем.

## 1. ОСОБЕННОСТИ ГЕТЕРОБИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Как известно, кремний является наиболее часто используемым материалом в микроэлектронике. Это объясняется следующими причинами [1]:

- отличное качество диэлектрика на основе диоксида кремния  $\text{SiO}_2$ , который можно использовать для изоляции элементов, пассивации, в качестве подзатворного диэлектрика МОП транзистора и т.д.;
- возможность изготовления пластин большого диаметра (200–300 мм) с достаточно малым количеством дефектов, что в свою очередь означает удешевление каждой микросхемы, полученной с этой пластины;
- кремний имеет отличные тепловые характеристики, т.е. пригоден для изготовления устройств с большим рассеянием тепла;
- кремний имеет экстремально большой диапазон степени легирования для n- и p-типов полупроводников ( $10^{14}$ – $10^{22}$   $\text{см}^{-3}$ );
- кремний имеет хорошие механические свойства, что позволяет его легко обрабатывать (менее хрупок, чем, например, GaAs);
- простота создания низкоомных контактов, что означает уменьшение паразитных параметров микроэлектронных элементов;
- наконец, кремния очень много (например, песок).

С другой стороны, у кремния также есть и недостатки. Так, подвижность носителей заряда в нем относительно невелика в сравнении с III-V материалами (например, GaAs, InP), что приводит к относительно низкому быстродействию транзисторов на основе кремния. Однако применение III-V материалов для изготовления монолитных интегральных СВЧ микросхем менее эффективно в отношении стоимости изделия и возможности интеграции в систему на кристалле (SoC).

Вышеприведённое противоречие применения кремниевой или III-V технологии разрешило появление технологии с гетеробиполярными транзисторами (HBT) на основе сплава SiGe. В транзисторах данного типа применяется тонкая база из кремния, легированная германием, как это показано на рис. 1.1 [1].

Наличие германия в кремниевой базе транзистора (порядка нескольких процентов) понижает потенциальный барьер для неосновных носителей заряда (электронов), это приводит к улучшенным условиям переноса заряда от эмиттера к коллектору, т.е. к повышению усиления по току базы транзистора при прочих равных условиях. Кроме того, при неравномерном распределении германия в базе транзистора (рис. 1.1) присутствует ускоряющее электрическое поле, которое способствует уменьшению времени пролёта неосновных носителей через базу. В случае если применение транзистора не требует больших значений коэффициента усиления по току базы, можно сделать компромисс в сторону уменьшения сопротивления базы

(за счёт большей степени легирования), т.е. получить улучшение частотных и шумовых параметров транзистора. Другое преимущество SiGe HBT заключается в повышенном значении напряжения Эрли, это обусловлено как возможностью сильнее легировать область базы (уменьшается ширина обеднённой области в базе), так и неравномерным легированием базы германием [1].

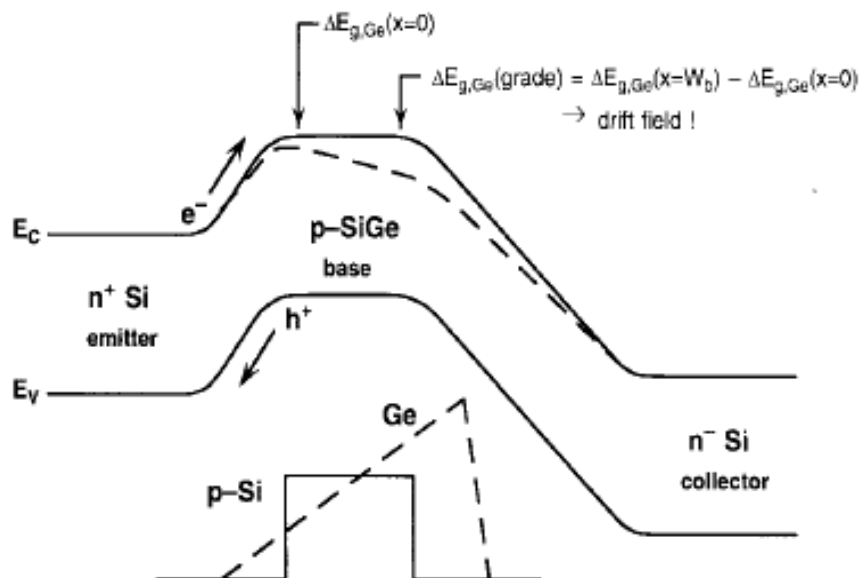


Рис. 1.1. Зонная диаграмма SiGe HBT в сравнении с Si биполярным транзистором [1]

Кроме того, SiGe HBT имеют повышенную радиационную стойкость в сравнении с кремниевыми транзисторами, однако это является результатом конструктивных особенностей таких транзисторов [1].

Несмотря на то, что идея использования таких сплавов датируется 1960 г., первый SiGe HBT был продемонстрирован в декабре 1987 г. [2, 3].

Проблема заключается в том, что постоянные времени кристаллической решётки кремния и германия различаются примерно на 4 %. Данное обстоятельство осложняло получение стабильных SiGe плёнок. Кроме того, при тепловом воздействии выше исходной температуры выращивания (такие температуры характерны для типовых технологических процессов изготовления ИС) значения постоянной решётки кремния и германия возвращаются к своим исходным значениям. Это поставило задачу разработки SiGe плёнок, стабильных при повышенных температурах.

Совершенствование SiGe HBT заключается, главным образом, в оптимизации профиля легирования базы германием и конструкции транзистора. Стремление уменьшить вертикальный профиль транзистора привело к проблеме диффузии изнутри транзистора при операциях отжига. Эта проблема успешно решается с применением легирования углеродом [4].

Современные SiGe HBT имеют предельно возможные частоты единичного усиления более 200 ГГц. Большой проблемой при проектировании схем на таких транзисторах является низкое значение напряжения пробоя эмиттер-коллектор (например, 1,9 В при 190 ГГц [5]). При этом сохраняется тенденция уменьшения напряжения пробоя SiGe HBT при увеличении частоты единичного усиления.

## **2. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ АРХИТЕКТУРЫ СВЧ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (ОУ) С НИЗКОВОЛЬТНЫМ ПИТАНИЕМ**

Операционные усилители в последнее время стали часто применяться для построения высококачественных радиочастотных функциональных узлов систем связи в диапазоне частот до десятков мегагерц [6–8], например, усилителей промежуточной частоты, активных фильтров сосредоточенной селекции, драйверов линии связи и т.д. Возможности современных технологий с транзисторами на основе гетеропереходов кремний-германий (SiGe ГБТ) позволяют строить СВЧ ОУ с частотами единичного усиления единицы-десятки гигагерц [9–13]. Однако СВЧ ОУ не получили достаточно широкого распространения, вследствие повышенного влияния паразитных параметров корпуса, высокой стоимости изделий. Построение же СВЧ ОУ как IP-блока системы на кристалле [14] создаёт предпосылки обеспечения многофункциональной элементной базой систем связи диапазона частот в несколько гигагерц при существующем на сегодняшний день уровне развития SiGe технологий.

В данном разделе рассматриваются проблемы построения СВЧ ОУ на архитектурном и схемотехническом уровне.

Для достижения предельных значений частоты единичного усиления требуется детальное рассмотрение эффектов, ухудшающих устойчивость операционного усилителя:

- влияние постоянных времени паразитных элементов схемы ОУ, вносящих дополнительный фазовый сдвиг в петле обратной связи и, как следствие, приводящих к перерегулированию и возможной неустойчивости;
- влияние временных задержек (особенно опасных для систем с обратной связью), обусловленных конечным временем пролёта носителей заряда в SiGe транзисторах и эффектом длинных линий.

Кроме этого, в разделе 2.4 приводятся результаты компьютерного моделирования ОУ с предельными значениями частоты единичного усиления.

## 2.1. Влияние времени задержки на запас устойчивости по фазе ОУ

Минимальная временная задержка сигнала в усилителе прямо пропорционально количеству транзисторов, участвующих в усилении (без учёта эффекта длинных линий). При этом электрическая длина усилителя (в соответствии с определением этого термина для длинных линий) будет определяться как отношение суммарного времени задержки к периоду усиливаемого сигнала:

$$EL = \sum_{n=1}^{n=m} \tau_{зд,n} / T, \quad (2.1)$$

где  $\tau_{зд,n}$  – время задержки, обусловленное  $n$ -транзистором в пути прохождения сигнала;  $m$  – общее количество транзисторов.

Однако для описания свойств усилителя на архитектурном уровне, более удобным оказывается использование понятия «относительная электрическая длина», которая равна отношению суммарной временной задержки усилителя к временной задержке одного транзистора. В случае одинаковых временных задержек всех транзисторов, относительная электрическая длина определяется выражением:

$$EL_{отн} = \sum_{n=1}^{n=m} \tau_{зд,n} / \tau_{зд,1} = m. \quad (2.2)$$

Таким образом,  $EL_{отн}$  определяется в данном случае количеством транзисторов, участвующих в передаче сигнала с входа на выход усилителя.

Обычно схемы даже СВЧ ОУ имеют архитектуру, включающую не менее трёх транзисторов в пути прохождения сигнала с входа на выход, т.е. так называемая «электрическая длина»  $EL > 3$ . Например, каскодный ОУ с частотой единичного усиления 18 ГГц и запасом по фазе 40 град. в [15, 16] содержит три транзистора в пути прохождения сигнала с входа на выход. Другой пример, серийно выпускаемый ОУ THS4303 фирмы Texas Instruments [www.ti.com] с фиксированным коэффициентом усиления 10 и полосой пропускания 1,8 ГГц имеет  $EL=5$ .

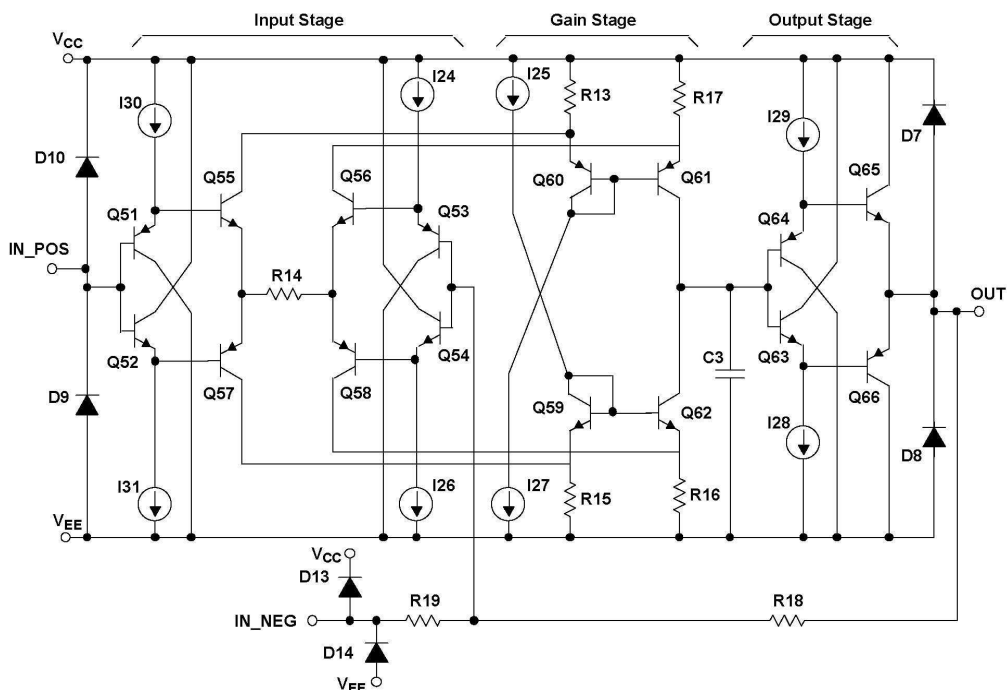


Рис. 2.1. Схема СВЧ-ОУ THS4303 (Texas Instruments Inc.) [10]

Увеличение электрической длины ОУ способствует повышению коэффициента усиления на постоянном токе. Однако, при обработке сигналов с частотой выше первого доминантного полюса разомкнутой ЛАЧХ ОУ, точность обработки сигнала (петлевое усиление) зависит, прежде всего, от частоты единичного усиления, а коэффициент усиления ОУ можно аппроксимировать выражением:

$$K_y \approx \frac{f_{cp}}{f}, \quad (2.3)$$

где  $f_{cp}$  – частота единичного усиления ОУ.

Отсюда следует, что наибольший приоритет имеет задача повышения  $f_{cp}$  (т.к. наиболее часто ОУ обрабатывает сигналы в диапазоне частот после первого доминантного полюса ЛАЧХ коэффициента усиления). При этом можно пожертвовать коэффициентом усиления на постоянном токе.

Следует заметить, что уменьшение коэффициента усиления на постоянном токе не приводит к снижению петлевого усиления, если выполняется условие:

$$K_y(0) > \frac{f_{cp}}{f}. \quad (2.24)$$

Ниже применяются следующие обозначения параметров П-эквивалентных схем транзисторов (рис. 2.2):  $C_{abmn}$  – паразитная ёмкость транзистора VTmn/Mmn (биполярного или полевого) между его выводами а и b (эб – эмиттер-база, кб – коллектор-база, кп – коллектор-подложка, зи – затвор-исток, зс – затвор-сток);  $g_{m,mn}$  – малосигнальная крутизна транзистора

$V_{Tmn}/M_{mn}$ ;  $r_b$  – объёмное сопротивление базы биполярного транзистора;  $r_3$  – активное сопротивление затвора МОП транзистора [17];  $r_o$  – выходное сопротивление биполярного транзистора;  $r_{си}$  – выходное сопротивление МОП транзистора.

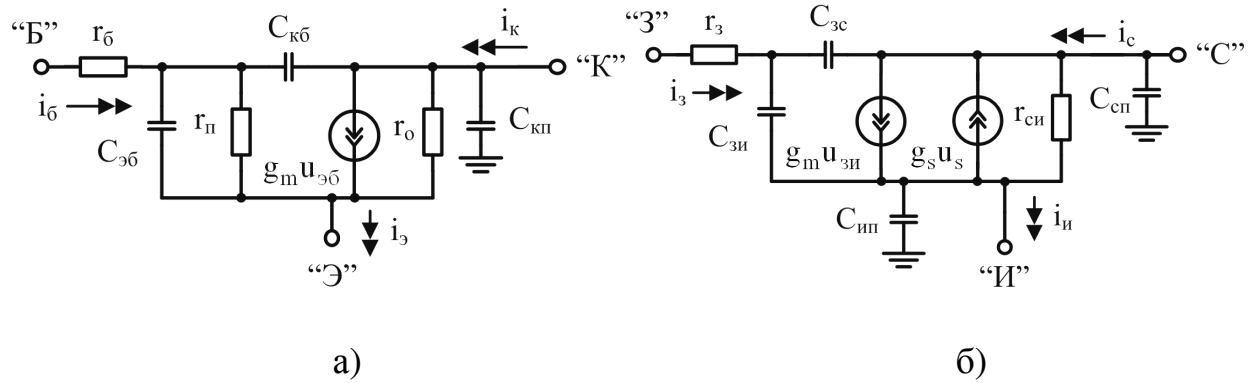


Рис. 2.2. Малосигнальные П-образные эквивалентные схемы биполярного n-p-n SiGe транзистора (а) и n-канального МОП транзистора (б)

Частота единичного усиления SiGe ГБТ определяется выражением [18]:

$$f_{t,ГБТ} = \left[ 2\pi \left( \frac{1}{g_m} (C_{эб} + C_{кб}) + \tau_b + \tau_k + \tau_э \right) \right]^{-1}, \quad (2.5)$$

аналогичным образом, для МОП транзистора:

$$f_{t,МОП} = \left[ 2\pi \left( \frac{1}{g_m} (C_{зи} + C_{зс}) + \tau_{пр} \right) \right]^{-1}, \quad (2.6)$$

где  $\tau_{пр}$  – время, необходимое для пролёта носителей заряда от истока к стоку [19];  $\tau_b, \tau_k, \tau_э$  – времена пролёта носителей заряда через области базы, коллектора, эмиттера соответственно.

Из формул (2.5)–(2.6) можно сделать вывод, что передаточная функция усилителя на SiGe ГБТ, также как и на МОП транзисторах, помимо нулей и полюсов содержит звено чистого запаздывания. Из теории автоматического регулирования известно, что наличие элемента чистого запаздывания в передаточной функции усилителя приводит к значительно более быстрому спаду фазо-частотной характеристики, чем в присутствии полюса, имеющего такое же значение постоянной времени.

Следует заметить, что при умеренных токах коллектора частота единичного усиления SiGe ГБТ находится из упрощённого выражения:

$$f_{t,ГБТ} = \frac{1}{2\pi(\tau_b + \tau_k + \tau_э)}, \quad (2.7)$$



т.е. определяется чисто временной задержкой, обусловленной главным образом пролётом носителей заряда через область базы и область пространственного заряда в коллекторе. Тогда как частота единичного усиления субмикронных полевых транзисторов определяется главным образом паразитными ёмкостями  $C_{зи}$  и  $C_{зс}$ .

Рассмотрим влияние элемента временной задержки на передаточную функцию ОУ с двумя полюсами и одним звеном чистого запаздывания (2.8). Суммарная временная задержка прямо пропорциональна относительной электрической длине ( $EL_{отн}$ ) и обратно пропорциональна частоте единичного усиления ( $f_t$ ) используемых SiGe ГБТ.

$$K_y(p) = \frac{K_y(0)}{(1 + p/f_1)(1 + p/f_2)} \cdot e^{-p \cdot EL_{отн} / (2\pi f_t)}, \quad (2.8)$$

где  $K_y$  – коэффициент усиления ОУ на постоянном токе без обратной связи;  $f_1$ ,  $f_2$  – частоты двух доминирующих полюсов;  $f_t$  – частота единичного усиления используемых транзисторов.

График изменения запаса по фазе ОУ с передаточной функцией (2.8) при изменении относительной электрической длины представлен на рис. 2.3 (результаты поведенческого моделирования с типовыми параметрами  $K_y = 200$ ,  $f_1 = 100$  МГц,  $f_2 = 30$  ГГц,  $f_t = 150$  ГГц).

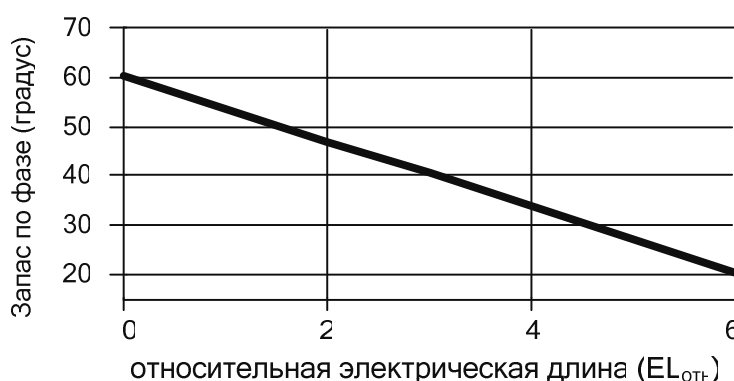


Рис. 2.3. График изменения запаса по фазе при изменении  $EL_{отн}$  в типовом СВЧ ОУ

Из рис. 2.3 видно, что для получения предельно возможного значения частоты единичного усиления ОУ следует учитывать влияние электрической длины схемы на запас по фазе, выбирать её минимально возможной.

Фазовый сдвиг в петле обратной связи, обусловленный эффектом длинных линий на кристалле, можно определить из выражения:

$$\Delta\varphi \approx \frac{2\pi f \cdot L \sqrt{\epsilon_r}}{c}, \quad (2.9)$$

где  $L \approx 100 \div 200$  мкм – суммарная длина дорожек металлизации в цепи обратной связи СВЧ ОУ;  $\epsilon_r \approx 4$  – относительная диэлектрическая проницаемость слоя изоляции ( $\text{SiO}_2$ );  $c \approx 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света. При указанных типовых параметрах дополнительный фазовый сдвиг на частоте 20 ГГц составляет  $4,8^0 \div 9,6^0$ .

## 2.2. Анализ расположения полюсов основных подсхем с минимальной электрической длиной

Рассмотрим три основные подсхемы рис. 2.4, как базовые варианты для построения однокаскадного ОУ с предельной частотой единичного усиления. В подсхемах рис. 2.4б, в параметры  $EL_{\text{отн}}=2$ , а подсхема рис. 2.4а имеет минимально возможную электрическую длину  $EL_{\text{отн}}=1$ .

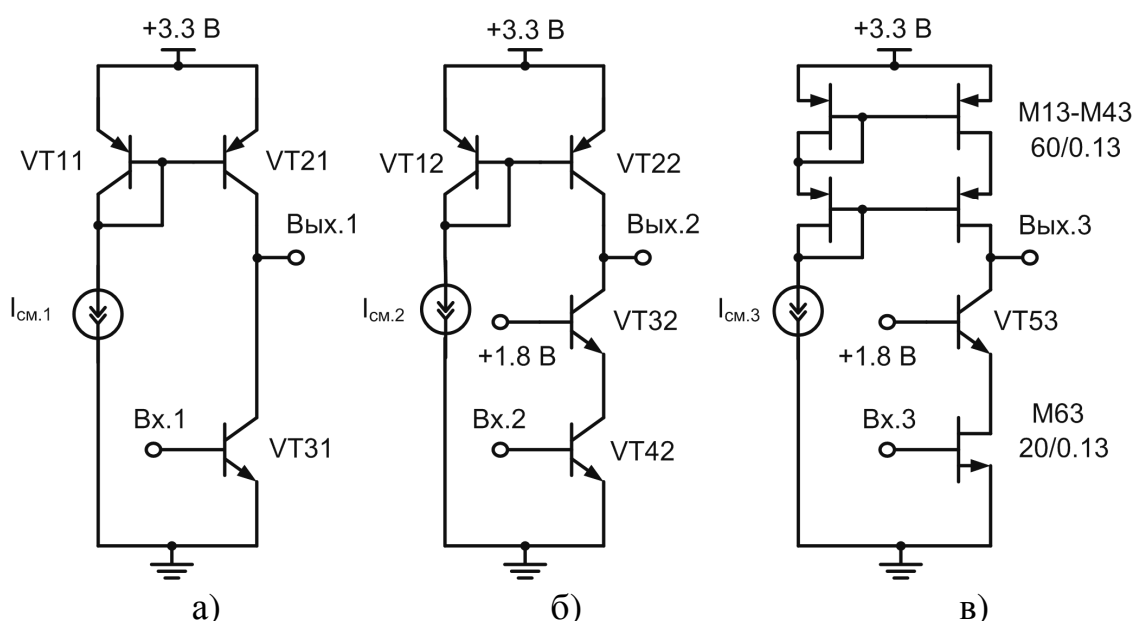


Рис. 2.4. Упрощённые подсхемы ОУ с минимальной электрической длиной

Для обеспечения устойчивости ОУ в схеме с 100 % обратной связью необходимо, чтобы частота второго полюса была выше частоты единичного усиления ОУ (для случая двухполюсной частотной характеристики разомкнутого коэффициента усиления ОУ). Так, например, для формирования частотной характеристики петлевого усиления разомкнутого ОУ по Баттерворту с запасом по фазе  $60^0$  необходимо обеспечить  $f_2/f_{\text{cp}} \approx 2$  [17, 20, 21]. Отсюда следует, что для сравнения частотных характеристик подсхем корректно провести анализ расположения полюсов подсхем ОУ рис. 2.4.

Частота расположения первого полюса для схем рис. 2.4б, в определяется одним и тем же выражением:

$$\omega_{1.2} = \omega_{1.3} = \frac{1}{R_{\text{вых}} C_{\text{вых}}}, \quad (2.10)$$

где  $\omega_{1.2}$ ,  $\omega_{1.3}$  – частота первого полюса для подсхем рис. 2.4б, в соответствии;  $R_{\text{вых}}$  – эквивалентное активное сопротивление на выходе соответствующей подсхемы;  $C_{\text{вых}}$  – эквивалентная выходная ёмкость на выходе соответствующей подсхемы.

Для схемы рис. 2.4а частота первого полюса определяется также постоянной времени в цепи базы входного транзистора [8]:

$$\omega_{1.1} = \frac{1}{R_c [C_{\text{эб31}} + C_{\text{кб31}} (1 + K_{y.1})] + R_{\text{вых}} C_{\text{вых}}}, \quad (2.11)$$

где  $K_{y.1} = g_{m31} R_{\text{вых}}$  – коэффициент усиления на постоянном токе подсхемы рис. 2.2а;  $R_c$  – выходное активное сопротивление источника сигнала.

Второй ближайший полюс подсхемы рис. 2.4а расположен во входном узле схемы Вх.1, образован выходным сопротивлением источника сигнала ( $R_c$ ), паразитными сопротивлениями транзистора ( $r_{\text{б}}$  – объёмное сопротивление базы транзистора) и паразитной эквивалентной входной ёмкостью подсхемы:

$$\omega_{2.1} = \frac{1}{(R_c + r_{\text{б}}) \cdot C_{\text{вх.1}} + \frac{C_{\text{эб31}} \cdot C_{\text{кб31}} + (C_{\text{эб31}} + C_{\text{кб31}}) \cdot C_{\text{вых}}}{g_{m31} \cdot C_{\text{кб31}}}}. \quad (2.12)$$

Если постоянная времени на входе подсхемы рис. 2.4а имеет достаточно малое значение, то преобладать будет постоянная времени, обусловленная  $g_{m31}$  и соответствующими ёмкостями в схеме [17].

В схеме рис. 2.4б существенное влияние оказывает также постоянная времени, образованная паразитной ёмкостью в цепи эмиттера VT32:

$$\omega_{2.2} = \frac{1}{(R_c + r_{\text{б}}) \cdot C_{\text{вх.2}} + \frac{1}{g_{m32}} (C_{\text{кб42}} + C_{\text{кп42}} + C_{\text{эб32}})}. \quad (2.13)$$

Частота второго полюса в схеме рис. 2.4в [11, 12]:

$$\omega_{2.3} = \frac{1}{(R_c + r_{\text{зб3}}) \cdot C_{\text{вх.3}}}, \quad (2.14)$$

где  $C_{\text{вх.1}} = C_{\text{эб31}} + [1 + K_y(p)] \cdot C_{\text{кб31}}$ ,  $C_{\text{вх.2}} = C_{\text{эб42}} + C_{\text{кб42}} (1 + \frac{g_{m42}}{g_{m32}})$ ,

$C_{\text{вх.3}} = C_{\text{зб3}} + C_{\text{зкб3}}$  – эквивалентные входные ёмкости подсхем рис. 2.4а, б, в соответственно,  $r_{\text{зб3}}$  – сопротивление затвора Мб3.

Для минимизации постоянной времени второго полюса в подсхемах рис. 2.4 следует уменьшать сопротивления на входе ОУ и паразитные входные ёмкости.

Проведём сравнение входной ёмкости подсхем рис. 2.4 вблизи частоты единичного усиления ОУ. Эта ёмкость определяет расположение второго полюса в схемах рис. 2.4, а значит и запас по фазе.

В схеме рис. 2.4а входная паразитная ёмкость складывается из ёмкости эмиттер-база и эквивалентной ёмкости коллектор-база VT31:

$$C_{\text{вх.1}} = C_{\text{эб31}} + [1 + K_y(p)] \cdot C_{\text{кб31}}. \quad (2.15)$$

Ёмкость эмиттер-база биполярного транзистора состоит из диффузионной ёмкости ( $C_{\text{dif}}$ ) и ёмкости обеднённой области p-n перехода эмиттер-база ( $C_{\text{dep}}$ ) [17]:

$$C_{\text{эб31}} = C_{\text{dif}} + C_{\text{dep}}. \quad (2.16)$$

Как известно, если транзистор работает не в микрорежиме, то практически соблюдается соотношение:

$$C_{\text{dif}} \gg C_{\text{dep}}. \quad (2.17)$$

При этом ёмкость эмиттер-база биполярного транзистора определяется приближенным выражением [17]:

$$C_{\text{эб}} \approx C_{\text{dif}} = \tau_{\text{б}} \frac{I_{\text{э}}}{\varphi_{\text{T}}}, \quad (2.18)$$

где  $I_{\text{э}}$  – статический ток эмиттера;  $\varphi_{\text{T}} \approx 26\text{мВ}$  – температурный потенциал.

Заметим, что величина  $|K_y(j\omega)|$  на частоте второго полюса обычно достаточно мала. Поэтому основная составляющая входной ёмкости – это диффузионная ёмкость эмиттер-база входного транзистора  $C_{\text{dif}}$ , и в первом приближении можно считать:

$$C_{\text{вх.1}} \approx C_{\text{эб31}} \approx C_{\text{dif}} = \tau_{\text{б}} \frac{I_{\text{э.31}}}{\varphi_{\text{T}}}. \quad (2.19)$$

В схеме рис. 2.4б входная ёмкость определяется аналогично (2.19), т.к. эффект Миллера ослаблен применением каскодной схемы, доминирующей ёмкостью является  $C_{\text{dif}}$ :

$$C_{\text{вх.2}} \approx \tau_{\text{б}} \frac{I_{\text{э.42}}}{\varphi_{\text{T}}}. \quad (2.20)$$

В схеме рис. 2.2в эффектом Миллера в транзисторе М63 можно пренебречь [11], поэтому входная ёмкость определяется выражением:

$$C_{\text{вх.3}} = C_{\text{зи63}} + C_{\text{зс63}}. \quad (2.21)$$

Из приведённых формул можно сделать следующие выводы:

- частота второго полюса в схемах рис. 2.2 в первую очередь определяется постоянной времени на входе подсхемы. Повышать частоту второго полюса предпочтительнее за счёт уменьшения входной ёмкости подсхемы;
- входная ёмкость схем рис. 2.2а, б в первую очередь определяется диффузионной ёмкостью эмиттер-база и зависит от тока эмиттера входного транзистора;

- входная ёмкость подсхемы рис. 2.2в не зависит от режима и определяется паразитными ёмкостями входного МОП транзистора. Значение этой ёмкости может быть существенно снижено путём уменьшения ширины канала входных МОП транзисторов с одновременным повышением рабочего тока. Это необходимо сделать для поддержания крутизны транзисторов на неизменном уровне, т.е. следует использовать повышенные плотности режимного тока [11].

Разработанные выше рекомендации и методики проектирования каскадов были положены в основу построения практических схем ОУ.

### **2.3. Сравнение частотных характеристик перспективных подсхем СВЧ ОУ**

Как было указано выше, устойчивость рассматриваемых ОУ рис. 2.4 определяется в первую очередь входной эквивалентной ёмкостью. В схемах рис. 2.4а, б следует также учитывать эффекты более высоких порядков. Значительное влияние эффектов высших порядков в схемах рис. 2.4 затрудняет их анализ, поэтому более предпочтительно провести моделирование их частотных характеристик. Также следует оценить входную ёмкость биполярного и полевого транзистора, чтобы понять, какой тип транзисторов предпочтительнее использовать во входном каскаде. Исходя из результатов моделирования, можно более точно определить зависимость запаса по фазе от параметров схемы.

Сравним эквивалентную входную ёмкость биполярного и полевого МОП транзисторов. Для определения входной ёмкости на частоте второго полюса было проведено моделирование с помощью схемы рис. 2.5 (элементы C0-L0, C1-L1 предназначены лишь для установления статического режима и не влияют на динамические параметры схемы). Размеры и статический ток стока МОП транзистора M0 были выбраны в соответствии с рекомендациями [25, 26]. Плотность тока стока на микрометр ширины затвора МОП составляет 0,25мА/мкм. Успех применения рекомендаций [25, 26] заключается в минимизации входной ёмкости за счёт выбора малых размеров МОП транзистора, за что, однако, приходится платить повышенными значениями статического тока для получения достаточного коэффициента усиления на постоянном токе и частоты единичного усиления (UGB). Биполярный транзистор Q0 имеет максимум частоты единичного усиления  $f_t=170$  ГГц при токе коллектора 4мА.

Представляет интерес найти ток коллектора биполярного транзистора, при котором его входная ёмкость равна входной ёмкости МОП транзистора.

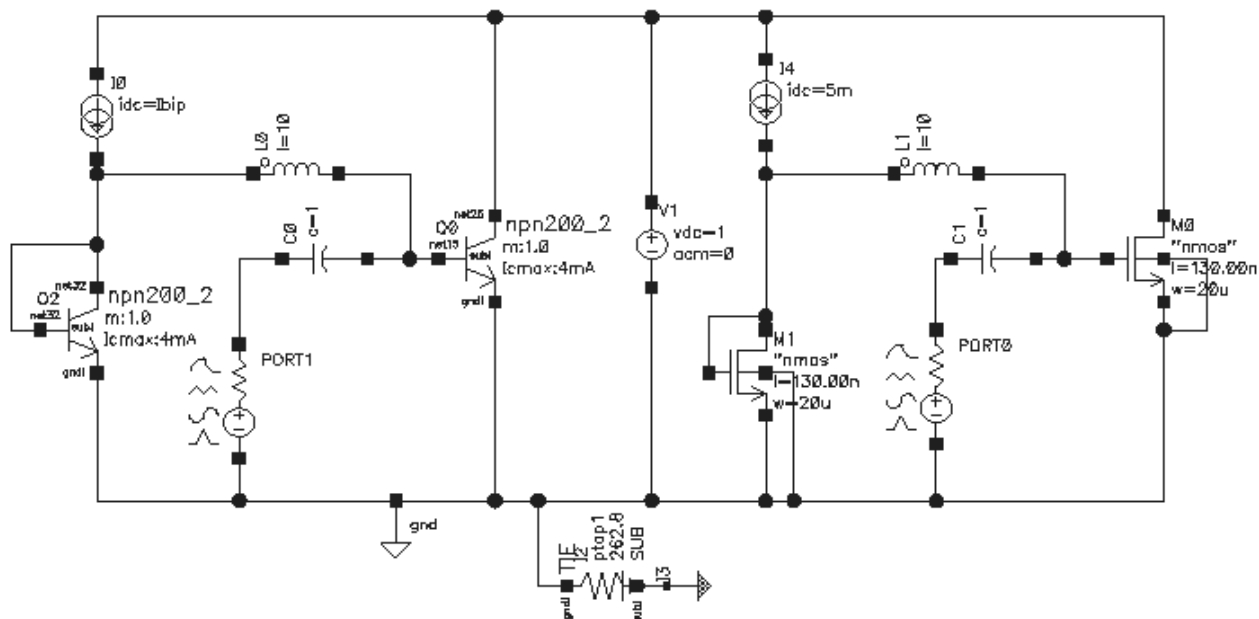


Рис. 2.5. Схема измерения входной ёмкости биполярного и полевого транзисторов

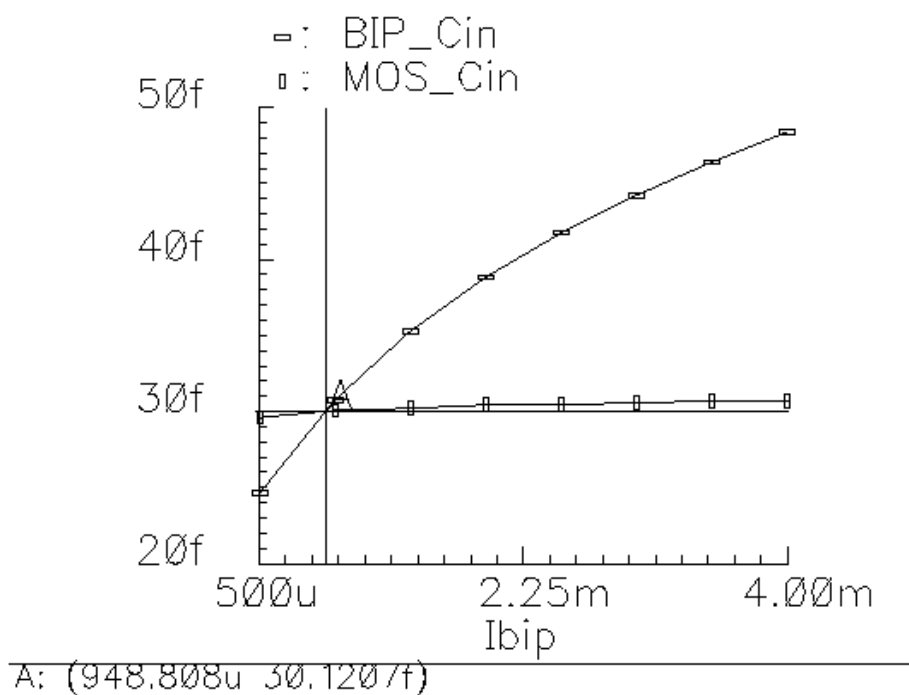


Рис. 2.6. Зависимость входной ёмкости биполярного и МОП транзисторов рис. 2.4 от статического тока коллектора (стока)

Входная ёмкость транзисторов в схеме рис. 2.5 была промоделирована как

$$C_{BX} = \frac{1}{2\pi f \cdot \Im(Z_{BX})},$$

где  $\Im(Z_{BX})$  – мнимая часть входного импеданса транзистора;  $f$  – частота источника сигнала.

Как показывают результаты моделирования схемы рис. 2.5, при токе коллектора 1 мА входная ёмкость биполярного транзистора равна входной ёмкости МОП транзистора, рис. 2.6. Отсюда следует, что при токе коллектора менее 1 мА подсхемы рис. 2.4а, б могут иметь более высокую частоту второго полюса, чем в схеме рис. 2.4в. Кроме того, схема рис. 2.4а может иметь более высокое значение запаса по фазе за счёт меньшей электрической длины.

На рис. 2.7 приведена схема моделирования частотных характеристик схем рис. 2.4. Биполярные п-р-п транзисторы и п-МОП транзисторы были выбраны как на рис. 2.5. На рис. 2.8а, б приведена зависимость частоты единичного усиления и запаса по фазе схем рис. 2.7 от ёмкости корректирующего конденсатора  $C_{comp}$ .

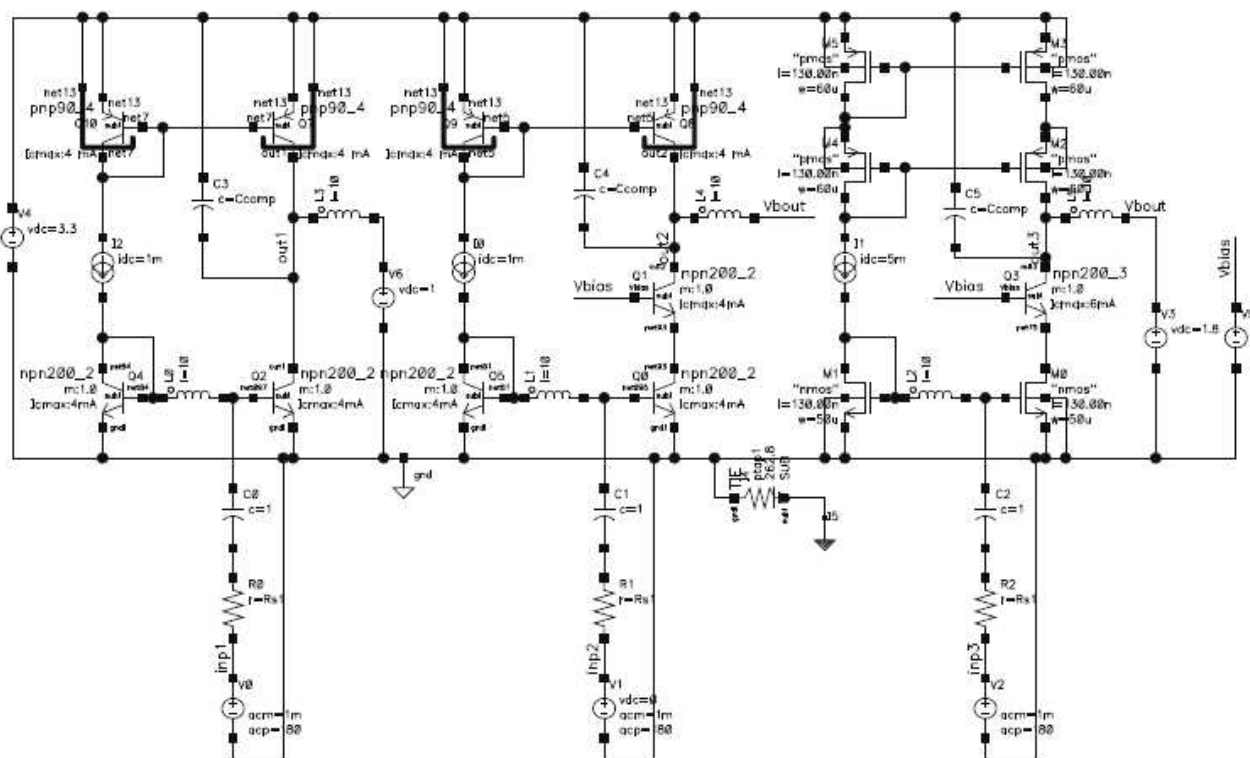


Рис. 2.7. Схема моделирования подсхем рис. 2.4а, б, в

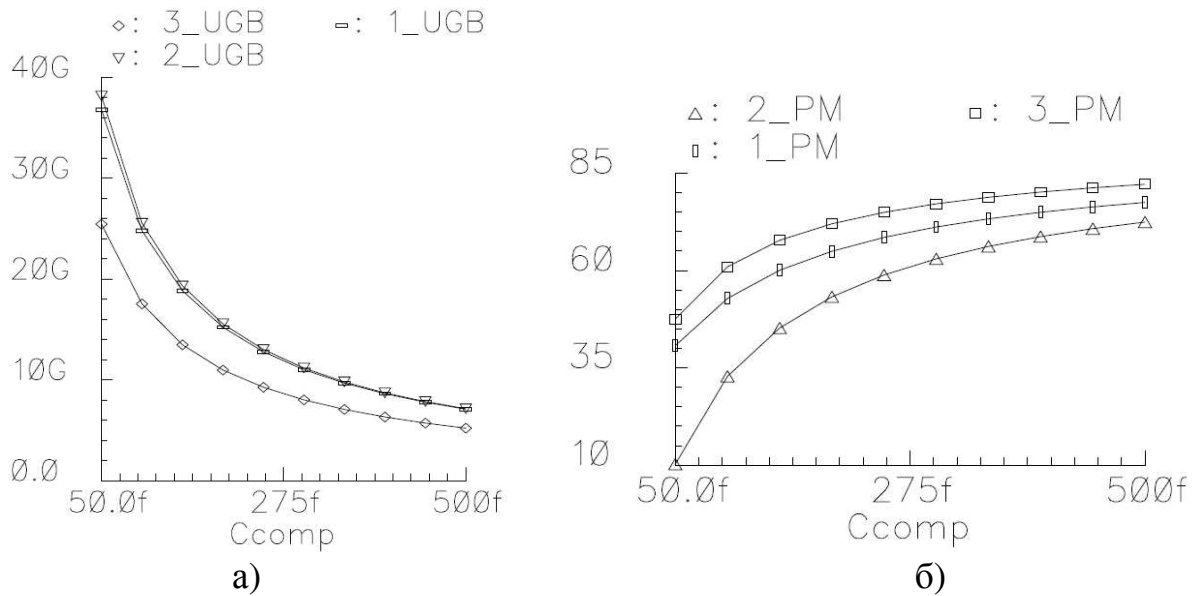


Рис. 2.8. Зависимости частоты единичного усиления (а) и запаса по фазе (б) схем рис. 2.4,  $n_{UGB}$  – частота единичного усиления,  $n_{PM}$  – запас по фазе, где 1, 2, 3 соответствуют рис. 2.4а, б, в

## 2.4. Операционные усилители с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу

На рис. 2.9 приведены перспективные схемы полностью дифференциальных СВЧ ОУ с минимальной «электрической длиной».

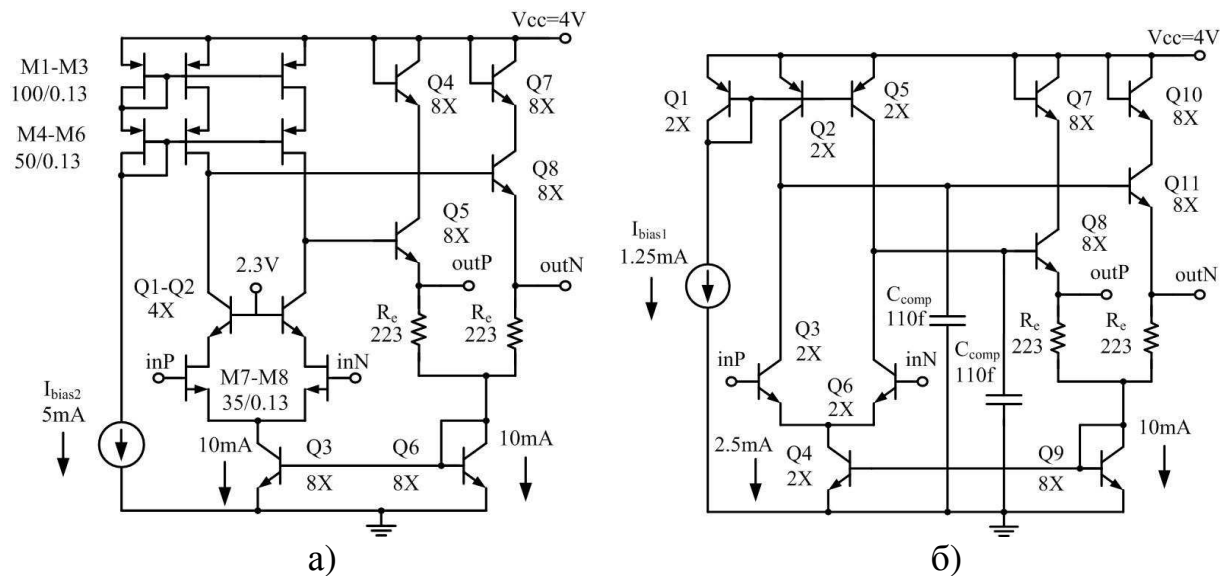


Рис. 2.9. Перспективные схемы СВЧ ОУ в базисе 0,13 мкм БиКМОП (а) и комплементарного биполярного (б) SiGe технологических процессов



Параметры транзисторов в схемах рис. 2.9 были оптимизированы в соответствии с рекомендациями разделов 2.2 и 2.3.

Цепь обратной связи по синфазному сигналу в этих схемах выполнена на основе масштабирующего токового зеркала Q3, Q6 (рис. 2.9а), Q4, Q9 (рис. 2.9б).

Схема БиКМОП ОУ (рис. 2.9а), выполненная на основе технологических норм 0,13 мкм, была опубликована в [25, 26]. Здесь эта схема СВЧ ОУ приведена для сравнения с комплементарным (p-n-p/n-p-n) СВЧ ОУ рис. 2.9б. СВЧ ОУ рис. 2.9б состоит из дифференциального входного каскада на n-p-n транзисторах (Q3 и Q6) с активной нагрузкой на p-n-p транзисторах (Q2, Q5). Подсхема обратной связи по синфазному сигналу (транзисторы Q9, Q4) выполнена аналогичным образом, как на рис. 2.9а. Выходные повторители напряжения Q8 и Q11 обеспечивают низкое выходное сопротивление и соответствующее статическое напряжение (2 В) для управления идентичным входным каскадом последующего ОУ. Этот ОУ имеет минимально возможную «электрическую длину», а коэффициент усиления на постоянном токе без обратной связи достаточно высоко благодаря высокому выходному сопротивлению активных нагрузок на p-n-p транзисторах Q2, Q5. Операционный усилитель рис. 2.9б разработан на основе комплементарного технологического процесса 0,25 мкм SiGe [27] (p-n-p транзисторы с  $f_T=85\text{GHz}$ ,  $f_{\max}=120\text{GHz}$  и  $BV_{\text{CEO}}=2.5\text{V}$ , n-p-n транзисторы с  $f_T=170\text{GHz}$ ,  $f_{\max}=170\text{GHz}$  и  $BV_{\text{CEO}}=1.9\text{V}$ ). Моделирование ОУ рис. 2.9а выполнено с моделями 0,13 мкм SiGe БиКМОП технологического процесса (имеются только n-p-n транзисторы), n-p-n транзисторы имеют следующие параметры  $f_T=170\text{GHz}$ ,  $f_{\max}=170\text{GHz}$  и  $BV_{\text{CEO}}=1.9\text{V}$  (предварительные данные для SG13B [28]).

Для устойчивой работы ОУ со 100%-й обратной связью, второй паразитный полюс его разомкнутой ЛАЧХ следует разместить за частотой единичного усиления [29]. Частота второго полюса в ОУ рис. 2.9а, б определяется постоянной времени, образованной выходным сопротивлением источника сигнала и входной ёмкостью ОУ.

Входная ёмкость p-n-p/n-p-n ОУ определяется главным образом диффузионной ёмкостью эмиттер-база транзисторов Q3 и Q6. В диапазоне частот, близких к  $f_{\text{ср}}$ , приближенное значение этой ёмкости можно найти из выражения [30]:

$$C_{\text{inp.bip}} \approx \tau_b \frac{I_{\text{Э}}}{\phi_T}, \quad (2.22)$$

где  $\tau_b$  – время пролёта через область базы в транзисторах Q3, Q6;  $I_{\text{Э}}$  – постоянный ток эмиттера Q3, Q6;  $\phi_T \approx 26\text{mV}$  – температурный потенциал.

Входная ёмкость БиКМОП ОУ рис. 2.9а определяется ёмкостью затвор-исток транзисторов M7, M8 и пропорциональна площади затвора ( $A = W \times L$ ) этих транзисторов.

Таким образом, оптимизация расположения второго паразитного полюса может быть выполнена путём регулировки источника тока в цепи эмиттеров в случае биполярного входного каскада и изменения ширины затвора в случае МОП входного каскада.

Чтобы провести сравнение этих двух СВЧ ОУ, они были спроектированы с одинаковыми частотами единичного усиления по однофазному выходу (SE UGB). Результаты моделирования приведены на рис. 2.10.

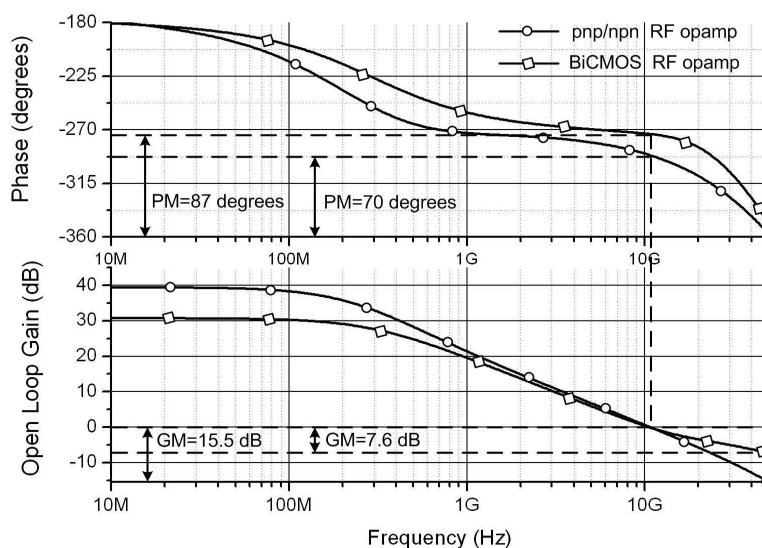


Рис. 2.10. Результаты моделирования ЛАЧХ ОУ рис. 2.9а, б

СВЧ БиКМОП ОУ имеет лучший запас по фазе, однако запас по усилению (GM) хуже, чем в комплементарном СВЧ ОУ. Основные параметры ОУ рис. 2.9а, б приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

### Параметры СВЧ ОУ

СВЧ ОУ	Parameters and Units				
	SE UGB, ГГц	запас по фазе (PM), градусы	Запас по усилению (GM), дБ	Усиление на постоянном токе, дБ	Потребляемый ток, мА
р-п-р/п-р-п	10,7	70	-15,5	39,4	12,5
БиКМОП	10,7	87	-7,6	30,8	20

Запас по фазе комплементарного СВЧ ОУ меньше вследствие эффекта от корректирующей ёмкости  $C_{comp}$ . Её увеличение приводит к снижению частоты второго полюса. Такой же эффект имеет снижение крутизны входного каскада [30]. В области высших частот БиКМОП СВЧ ОУ имеет более быстрый спад ЛАЧХ, вследствие большей «электрической длины» относительно комплементарного СВЧ ОУ.

## 2.5. Низковольтный операционный усилитель с однополярным питанием

Напряжение питания СВЧ ОУ рис. 2.9а, б ограничено значением 4 В вследствие ограничения на минимальное напряжение источников тока на транзисторах Q3 (рис. 2.9а) и Q4 (рис. 2.9б). Если напряжение эмиттер-коллектор этих транзисторов меньше 0,7 В, то их выходное сопротивление начинает уменьшаться, транзисторы могут войти в режим квазинасыщения или насыщения.

Для снижения напряжения питания можно использовать резистор в качестве источника тока, однако в этом случае происходит резкое снижение коэффициента ослабления синфазного сигнала ( $K_{oc.cф}$ ). Чтобы избежать снижения  $K_{oc.cф}$ , была разработана новая схема полностью дифференциального р-п-р/п-р-п СВЧ ОУ (рис. 2.11). Эта схема основана на схемотехнике, развитой в [31].

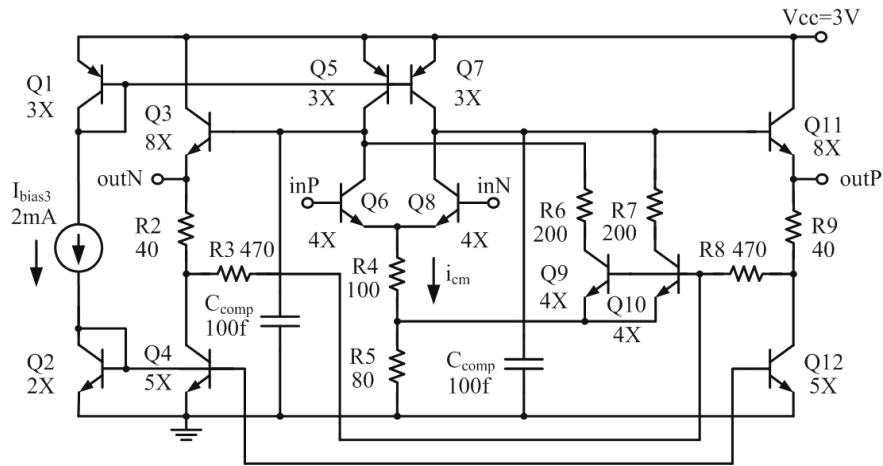


Рис. 2.11. Низковольтный полностью дифференциальный СВЧ р-п-р/п-р-п ОУ с источником тока на резисторе и каналом компенсации ошибки по синфазному сигналу [31]

Рассмотрим статические напряжения и токи в этой схеме. Для случая 100 % обратной связи на постоянном токе, синфазное статическое напряжение на входе и выходе ОУ определяется как:

$$V_{CM} = V_{be6} + 2 \cdot I_{c6} R4 + 2 \cdot I_{c5} R5. \quad (2.23)$$

$$V_{CM} = 2 \cdot I_{c5} R5 + V_{be9} + I_{c4} R2. \quad (2.24)$$

Из (2.23) – (2.24) можно найти (с условием  $V_{be6} \approx V_{be9}$ ):

$$I_{c6} \approx 0.5 \cdot I_{c4} \frac{R2}{R4}. \quad (2.25)$$

Ток коллектора транзистора Q9:

$$I_{c9} = I_{c5} - I_{c6}. \quad (2.26)$$

Остальная часть схемы симметричная:

$$I_{c8} = I_{c6} \quad I_{c10} = I_{c9}. \quad (2.27)$$

Чтобы провести анализ работы схемы на синфазном сигнале, рассмотрим упрощённую эквивалентную схему (рис. 2.12).

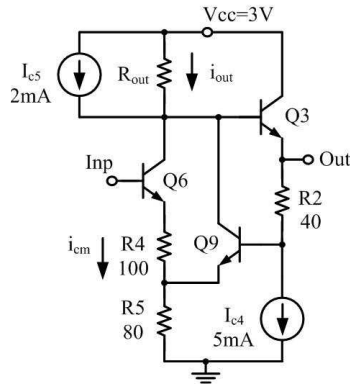


Рис. 2.12. Эквивалентная упрощённая схема низковольтного p-n-p/n-p-n СВЧ ОУ для синфазного входного сигнала

Ток коллектора Q6 на синфазном сигнале ( $i_{cm}$ ):

$$i_{cm} = V_{inp} / (R4 + R5 \parallel r_e). \quad (2.28)$$

Тогда выходной ток входного каскада:

$$i_{out} = i_{cm} \left( 1 - \alpha \frac{R5}{r_e + R5} \right), \quad (2.29)$$

где  $\alpha$  – коэффициент усиления по току эмиттера транзистора Q9;  $r_e$  – дифференциальное сопротивление эмиттер-база транзистора Q9.

Таким образом, выходное напряжение в схеме рис. 2.14:

$$V_{out} = V_{inp} \frac{R_{out} \left( 1 - \alpha \frac{R5}{r_e + R5} \right)}{R4 + R5 \parallel r_e}. \quad (2.30)$$

Если обеспечить условие  $\alpha \frac{R5}{r_e + R5} \approx 1$ , то выходное напряжение в

схеме рис. 2.12, также как и выходное синфазное напряжение в схеме ОУ рис. 2.11, будет близко к нулю. Результаты моделирования синфазного входного и выходного напряжения приведены на рис. 2.13 (ОУ был включён с 100%-й обратной связью по постоянному току). Частотные характеристики приведены на рис. 2.14 (результаты моделирования с паразитными элементами топологии ОУ). Частота единичного усиления ОУ по однофазному выходу составляет 8,7 ГГц, тогда как дифференциальное значение 17,4 ГГц (получено путём добавления 6 дБ к моделированной ЛАЧХ рис. 2.16) с запасом по фазе  $PM=67^\circ$ . Максимальная амплитуда выходного дифференциального напряжения 890 мВп-п. Размер топологии ОУ рис. 2.15 составляет 110 мкм×120 мкм без контактных площадок.

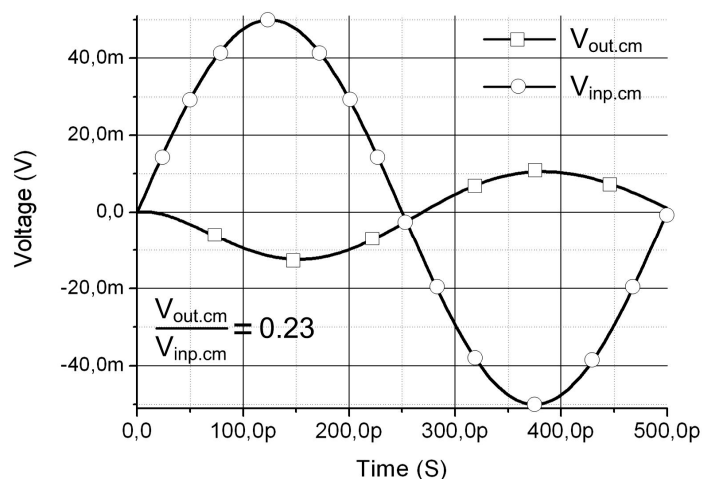


Рис. 2.13. Входное  $V_{\text{inp.cm}}$  и выходное  $V_{\text{out.cm}}$  синфазные напряжения низковольтного р-п-р/п-п СВЧ ОУ по частоте синфазного сигнала 2GHz

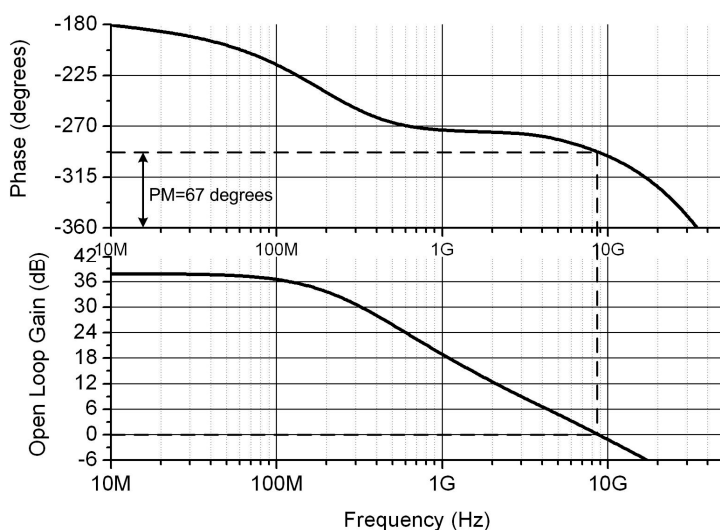


Рис. 2.14. Частотные характеристики низковольтного СВЧ ОУ рис. 2.13

## 2.6. Полосовой фильтр на основе ОУ, оптимизированного по максимальной частоте единичного усиления

Схема ОУ рис. 2.9б была использована, чтобы спроектировать р-п-р/п-п СВЧ ОУ с запасом по фазе  $57^\circ$ . Номиналы компонентов схемы приведены на рис. 2.15. Частотные характеристики ОУ приведены на рис. 2.16. Частота единичного усиления по однофазному выходу 12,3 ГГц, тогда как дифференциальное значение составляет 23 ГГц. Площадь топологии ОУ составляет  $110 \text{ мкм} \times 130 \text{ мкм}$  без контактных площадок. Полосовой активный фильтр второго порядка с центральной частотой 2 ГГц (рис. 2.17) и драйвер линии 50 Ом (рис. 2.20) были спроектированы с использованием ОУ рис. 2.15.

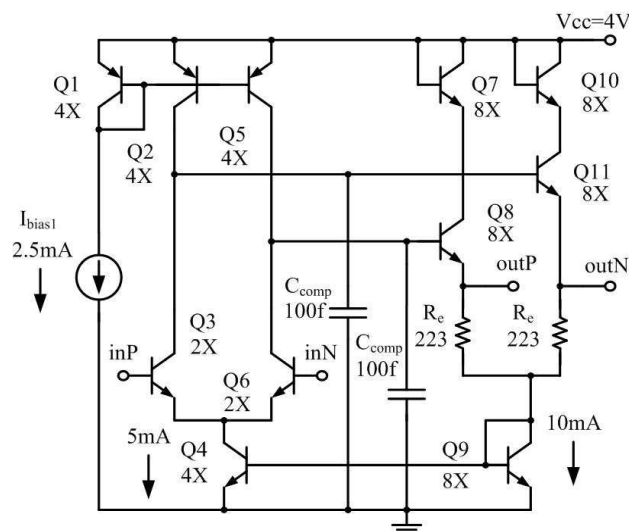


Рис. 2.15. P-n-p/n-p-n СВЧ ОУ, оптимизированный для получения максимальной частоты единичного усиления

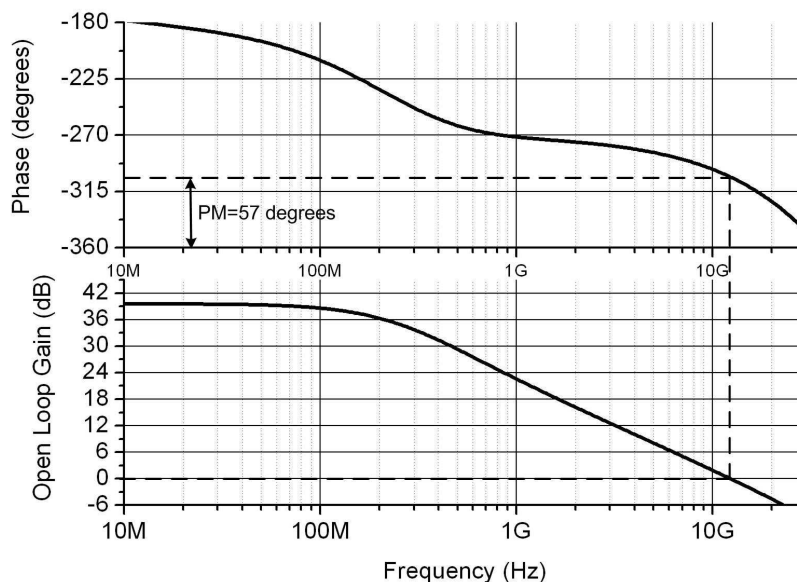


Рис. 2.16. Частотные характеристики оптимизированного p-n-p/n-p-n СВЧ ОУ

Полосовой фильтр рис. 2.17 состоит из входного буфера для согласования с линией 50 Ом, 1-го и 2-го интеграторов [32]. Согласование выхода фильтра с линией 50 Ом выполнено с помощью резисторов  $R_O$ . Номиналы пассивных компонентов фильтра были подстроены с учётом влияния параметров ОУ. Частотная характеристика фильтра приведена на рис. 2.18. Основные моделированные параметры фильтра: коэффициент отражения по входу и выходу менее -17 дБ в диапазоне частот 1 ГГц – 3 ГГц, координаты входной и выходной точки компрессии мощности сигнала на 1 дБ  $IP_{1dB}=7$  дБм и  $OP_{1dB}=-4,3$  дБм соответственно. Дифференциальный коэффициент шума фильтра 21,6 дБ на частоте 2 ГГц. Площадь топологии фильтра 0,6 мм×0,6 мм, включая контактные площадки (рис. 2.19).

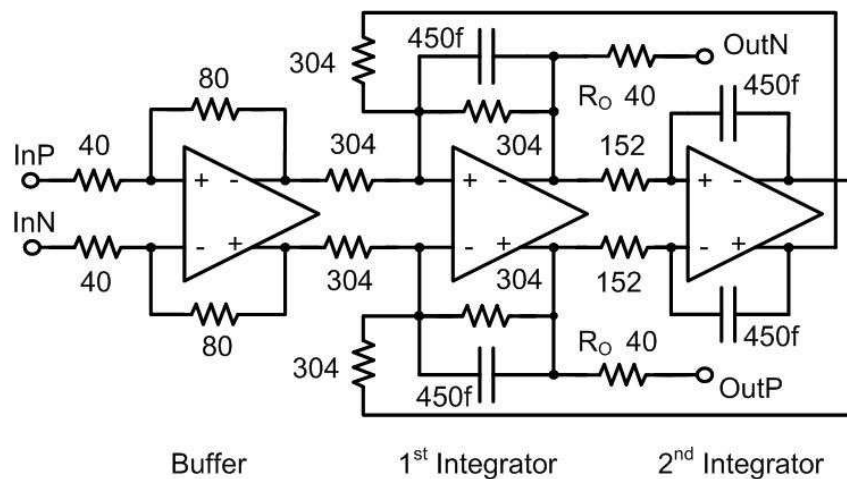


Рис. 2.17. Полосовой биквадратный фильтр с центральной частотой 2 ГГц

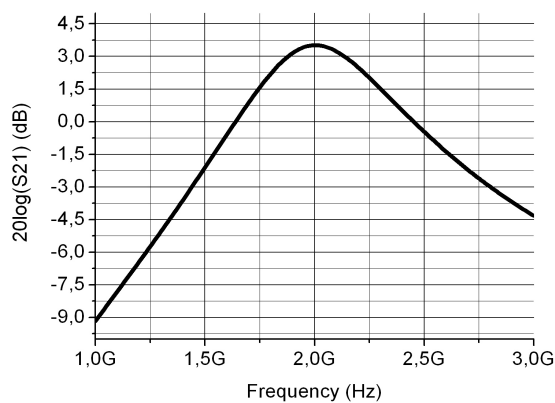


Рис. 2.18. Частотная характеристика фильтра рис. 2.17

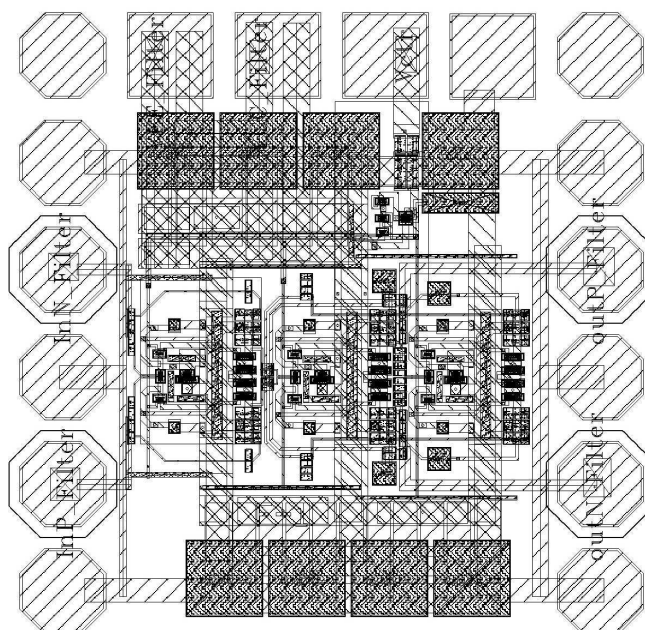


Рис. 2.19. Топология биквадратного фильтра рис. 2.17  
(контактные площадки имеют размер 80 мкм×80 мкм)

## 2.7. Драйверы дифференциальных линий связи

Драйвер линии рис. 2.20 – это инвертирующий решающий усилитель с резисторами для согласования с линией 50 Ом ( $R_O$ ). Сопротивление резисторов обратной связи ( $R_F$  и  $R_G$ ) было выбрано достаточно малым, чтобы избежать влияния постоянных времени в цепи обратной связи на ЛАЧХ. Частотная характеристика драйвера линии приведена на рис. 2.21. Полоса пропускания по уровню -3 дБ составляет 24 ГГц при коэффициенте отражения по входу и выходу менее -20 дБ в диапазоне частот до 2 ГГц. Точка компрессии выходной мощности на 1 дБ  $OP_{1dB} = -3.2$  дБм на частоте 100 МГц при коэффициенте усиления по мощности 0,6 дБ. Дифференциальный коэффициент шума 12,5 дБ в диапазоне частот до 12 ГГц.

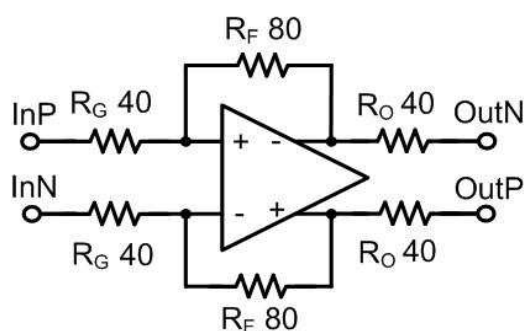


Рис. 2.20. Схема драйвера линии

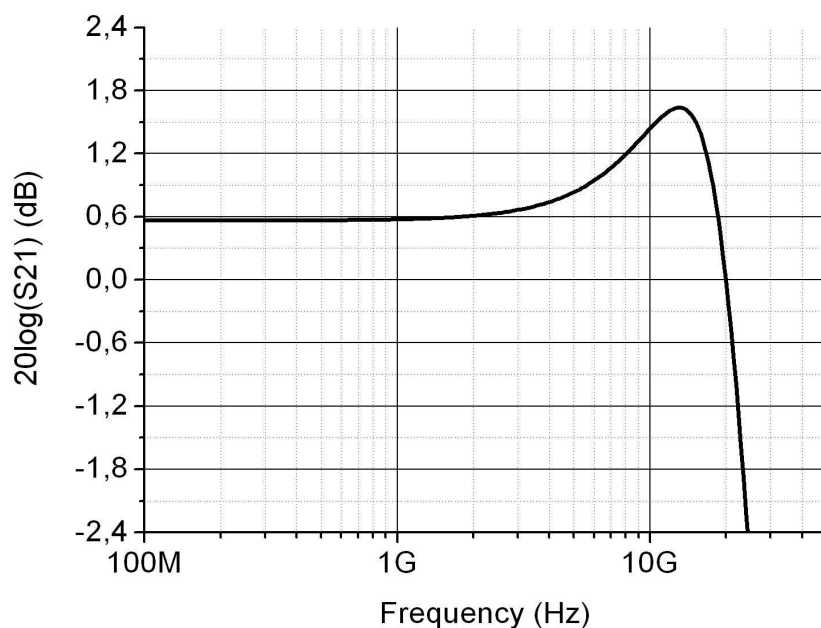


Рис. 2.21. Частотные характеристики драйвера линии рис. 2.20



### **3. ТОПОЛОГИЯ, ПАРАМЕТРЫ И СХЕМЫ ДЛЯ ТЕСТОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ОПЫТНОЙ ПАРТИИ КРИСТАЛЛОВ СВЧ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ (ОА-#), ДРАЙВЕРОВ ЛИНИЙ СВЯЗИ (DR-#) И ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ (F-#) НА ИХ ОСНОВЕ**

Для исследования предельных возможностей микросхем операционных усилителей, реализованных по техпроцессу SG25H2, в Институте инновационной микроэлектроники (ИНР, Германия, г. Франкфурт-на-Одере) за счёт собственных средств изготовлены 40 блоков кристаллов 0\_T214\_bench\_WW, в основу которых положена схемотехника, рассмотренная в следующих публикациях авторов настоящего пособия:

1. Design of Fully Differential OpAmps for GHz Range Applications / A. Budyakov, K. Schmalz, N. Prokopenko, C. Scheytt, P. Ostrovskyy // Problems of modern analog circuit engineering : Materials of VI International scientific seminar, ch.1/ SRSUES. – Shakhty : SRSUES, 2007. – Pp. 106–110.
2. Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz / A. Budyakov, K. Schmalz, N.N. Prokopenko, C. Scheytt, P. Ostrovskyy // Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08. – Politehnica University, Bucharest, Romania : July 10–11, 2008. – Pp. 50–53.
3. Презентация доклада «Design of Fully Differential OpAmps for GHz Range Applications».

Тексты данных информационных материалов приведены в Приложении А.

#### **3.1. Размещение кристаллов в блоке 0\_T214\_bench\_WW**

Топология блока кристаллов 0\_T214\_bench\_WW представляет собой мозаику из IP-модулей СВЧ ОУ и функциональных узлов на их основе. Всего таких блоков кристаллов – 40 штук. Кристаллы были изготовлены в запуске типа MPW на фабрике Института ИНР (Германия) по технологии SG25H2.

GDSII файл - 0\_T214\_bench\_WW.gds

Имя элемента верхней иерархии - 0\_T214\_bench\_WW

Архив UNFproj2.tar.gz содержит библиотеку элементов в формате Cadence. Краткое описание функционального назначения кристаллов приведено в файле REDISIGN\_CHIP\_CELL\_Description.doc. На рис. 3.1 показано размещение отдельных кристаллов в блоке кристаллов, а также расположение групп контактных площадок (на рис. 3.1 слева).

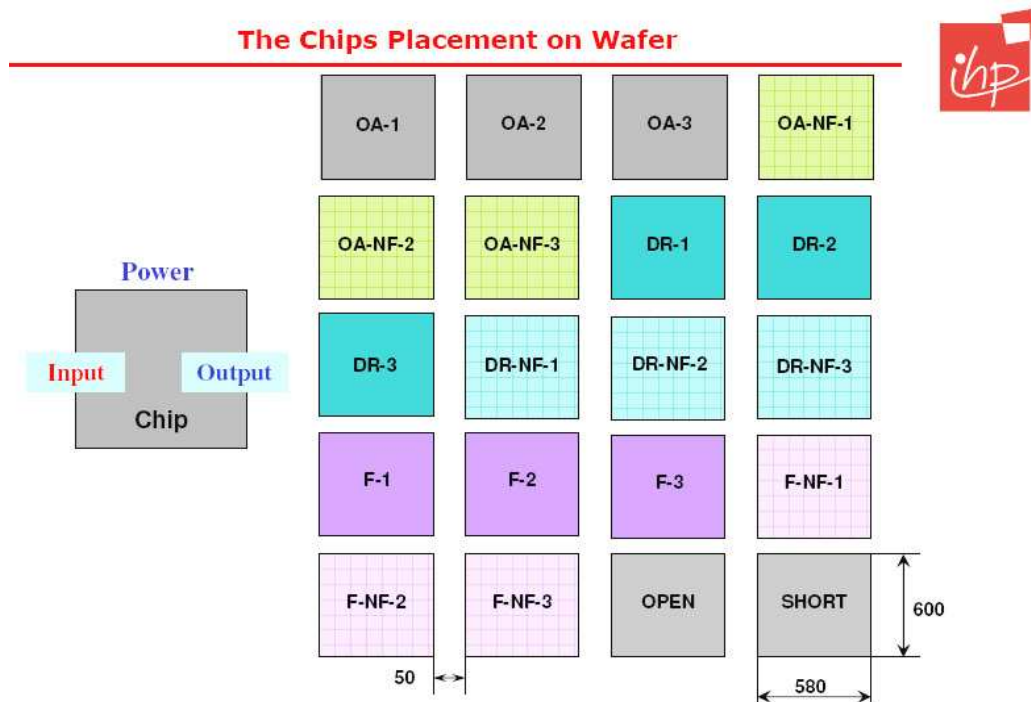


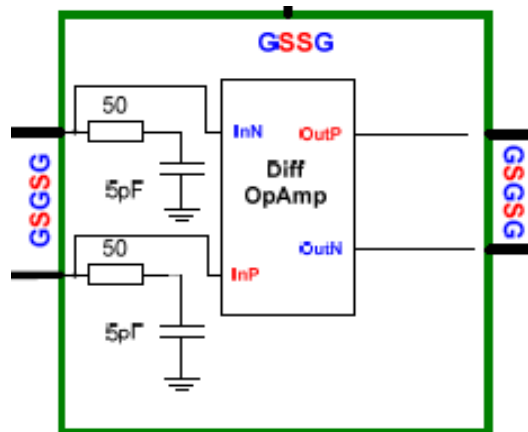
Рис. 3.1. Размещение кристаллов в блоке 0\_T214\_bench\_WW

Перечень 20 типов кристаллов в блоке 0\_T214\_bench\_WW:

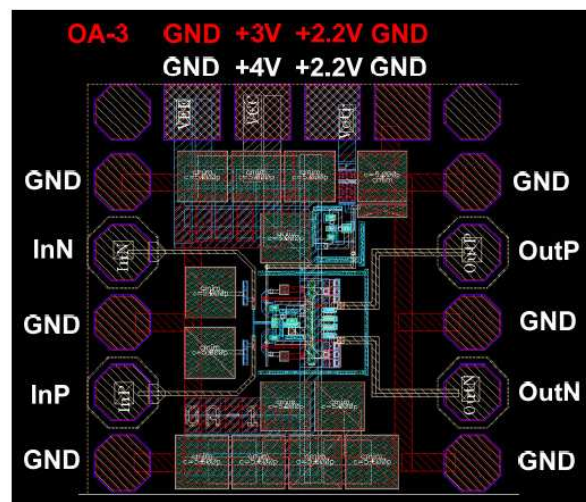
1. Операционные усилители (3 шт.) – OA-1, OA-2, OA-3.
2. Тестовые схемы для измерения шумовых параметров ОУ (3 шт.) – OA-NF-1; OA-NF-2; OA-NF-3.
3. Драйверы линий связи на основе ОУ (3 шт.) – DR-1; DR-2; DR-3.
4. Тестовая схема для измерения шумовых параметров драйверов (3 шт.) – DR-NF-1; DR-NF-2; DR-NF-3.
5. Биквадратные полосовые фильтры на основе ОУ (3 шт.) – F-1; F-2; F-3.
6. Тестовые схемы для измерения шумовых параметров биквадратных полосовых фильтров (3 шт.) – F-NF-1; F-NF-2; F-NF-3.
7. Тестовая схема «OPEN» для измерения паразитных параметров выводов.
8. Тестовая схема «SHORT» для измерения паразитных параметров выводов.

### 3.2. Кристаллы OA-# СВЧ-операционных усилителей OA-1, OA-2, OA-3

Кристаллы OA-# – СВЧ операционные усилители без обратной связи.  $u_x$  входы согласованы с трактом 50 Ом. Выход – низкоомный (рис. 3.2).



а)



б)

Рис. 3.2. Схема (а) и топология (б) кристаллов ОА-#  
(для ОА-3 напряжение питания составляет +3В)

Кристалл ОА-1 – СВЧ операционный усилитель с обратной связью по синфазному сигналу на основе повторителя тока q71, q72 (рис. 3.3).

ccfbipoa\_v2 (ОА-1)

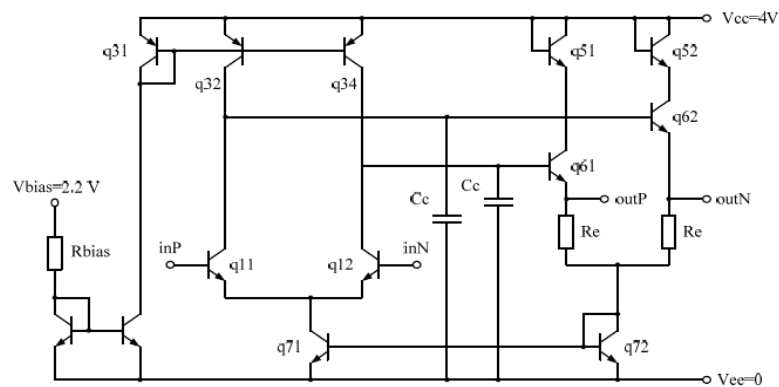


Рис. 3.3. Схема СВЧ ОУ (кристалл ОА-1) с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу на основе токового зеркала q71, q72

Кристалл ОА-2 – СВЧ ОУ с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу на основе эмиттерного повторителя напряжения q81.

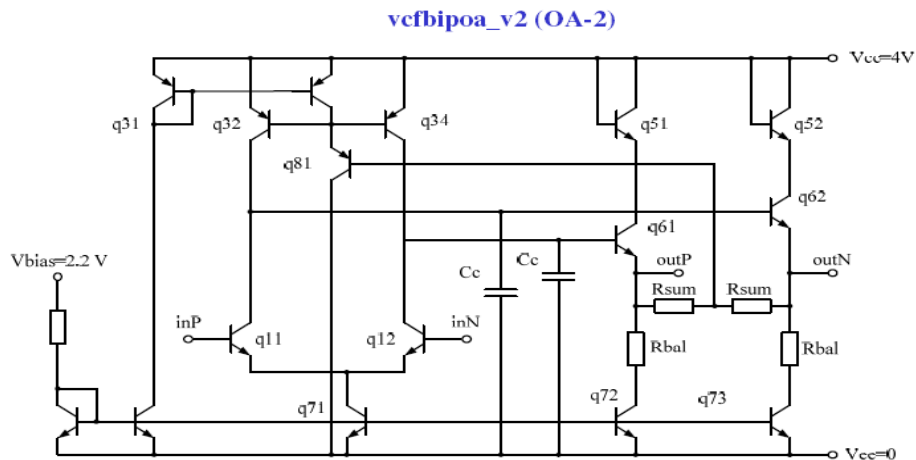


Рис. 3.4. Схема СВЧ ОУ (кристалл ОА-2) с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу на основе повторителя напряжения q81

Кристалл ОА-3 – СВЧ ОУ на основе схемы с компенсацией влияния резисторов на ослабление синфазных сигналов и напряжением питания +3 В (рис. 3.4).

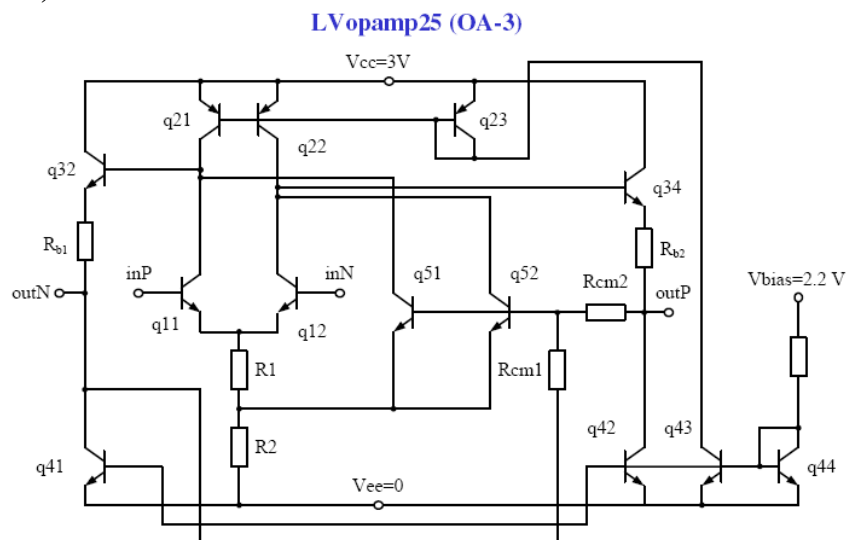


Рис. 3.5. Схема СВЧ ОУ (кристалл ОА-3) на основе низковольтной архитектуры с цепью компенсации влияния низкоомного резистора R1 на ослабление синфазных сигналов

Во всех схемах статический режим транзисторов может настраиваться с помощью напряжения Vbias (номинальное значение Vbias=2,2 В).

В таблице 3.1 приведены результаты моделирования кристаллов ОА-# с учётом паразитных параметров топологии.

Таблица 3.1

**Параметры СВЧ ОУ по одному выходу**  
**(название тестового элемента в библиотеке – TEST\_OA\_SE\_SP)**

Название СВЧ ОУ	Один выход, $f_{ср}$ , ГГц	Дифференциальный выход, $f_{ср}$ , ГГц	$K_y$ (разомкнутый), дБ	Запас по фазе, градусы	Входная точка компрессии, дБм	Выходная точка компрессии, дБм	Коэффициент шума, дБ	Напряжение питания, В	Потребляемый ток, мА
Условия измерения	Уровень 0 дБ	Уровень -6 дБ	$R_H=50$ Ом	Один выход	$f_c=2$ ГГц	$f_c=2$ ГГц	$f_c=2$ ГГц		
ccfbiproa_v2 (OA-1)	12,8	24,5	38,4	62	-19,2	-3,8	19	4	16
vcfbiproa_v2 (OA-2)	10,2	21,3	39	62,6	-17,2	-3,2	15,8	4	19,2
LVopamp25 (OA-3)	10,6	20,9	38,4	64,8	-15,5	-2,7	18,9	3	14,8

### 3.3. Измерение динамических параметров СВЧ операционных усилителей OA-#

Схема включения опытных образцов СВЧ ОУ для измерения перечисленных в табл. 3.1 параметров приведена на рис. 3.6. Режим по постоянному току устанавливается с помощью напряжения, которое подаётся на вход Bias-T.

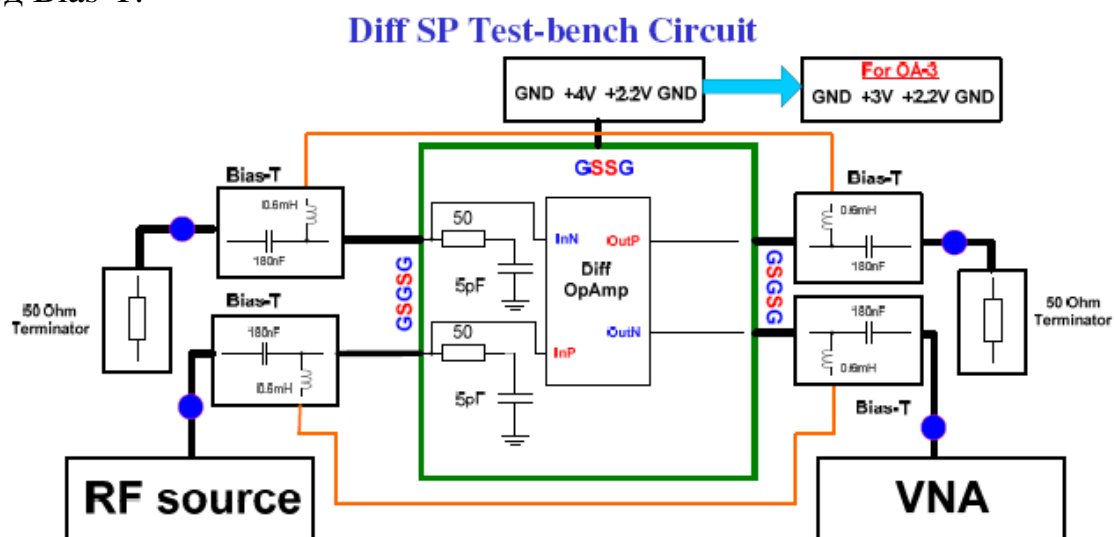


Рис. 3.6. Схема измерения параметров операционных усилителей OA1, OA2, OA3

На базе схемы рис. 3.6 определяются следующие параметры:

1. Матрицы S-параметров в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц.
2. Точка компрессии на 1 дБ по входу и выходу на частоте 100 МГц.
3. Потребляемый статический ток.

### 3.4. Кристаллы OA-NF-# для измерения параметров шума СВЧ операционных усилителей OA-#

Измерение коэффициента шума с помощью имеющегося оборудования возможно только для четырёхполюсников с несимметричным входом и выходом. Поэтому для измерения коэффициента шума СВЧ ОУ OA-# в разомкнутом состоянии были изготовлены кристаллы OA-NF-#. Незадействованные вход и выход подключены к балансирующим RC цепям, а входы смещены по постоянному току через резисторы с сопротивлением 3,8 кОм (рис. 3.7).

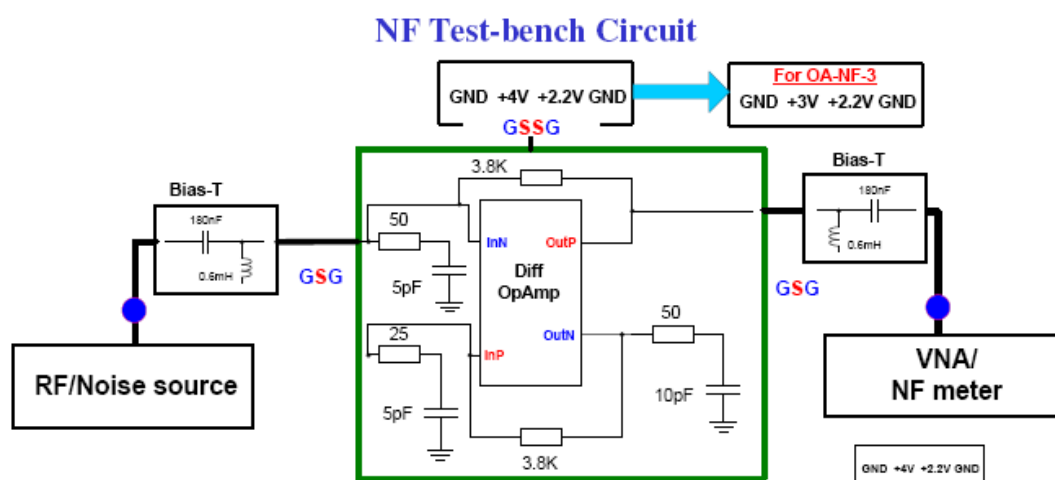


Рис. 3.7. Схема проведения измерений для кристаллов OA-NF-#

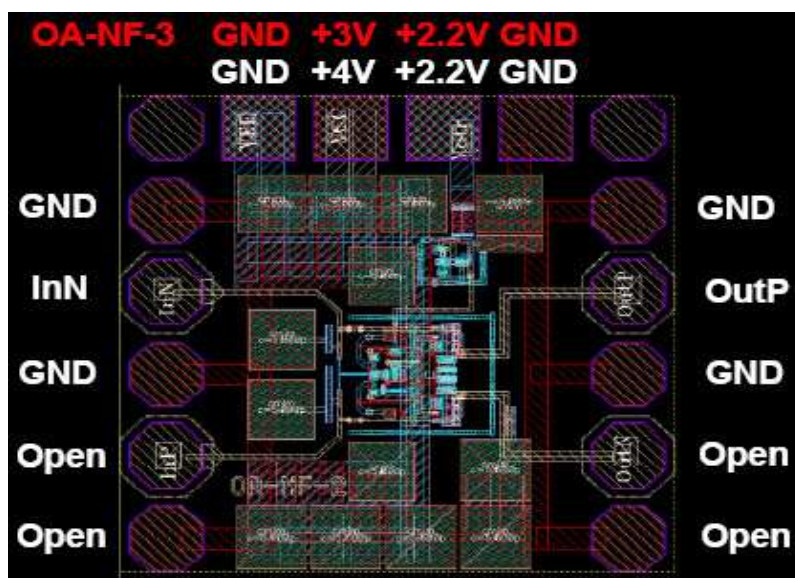


Рис. 3.8. Топология и расположение контактных площадок для кристаллов OA-NF-#

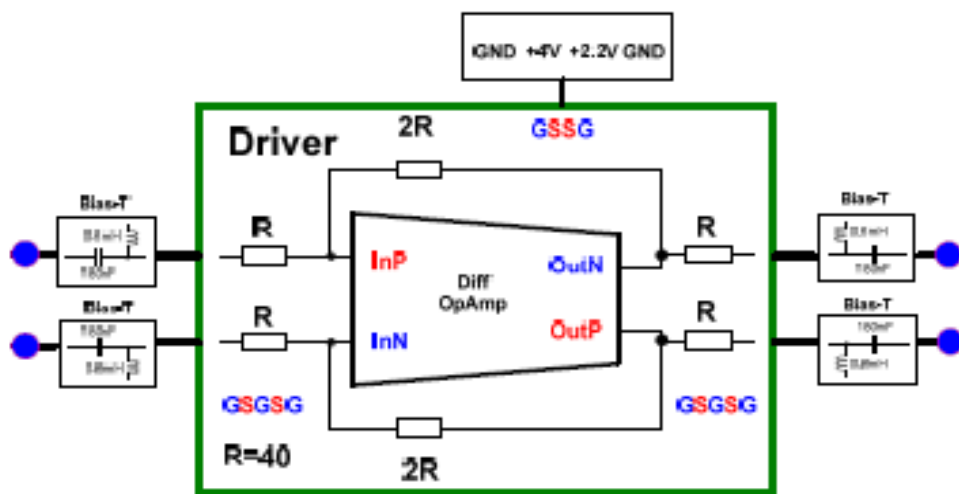


На базе схемы рис. 3.7 определяются следующие параметры:

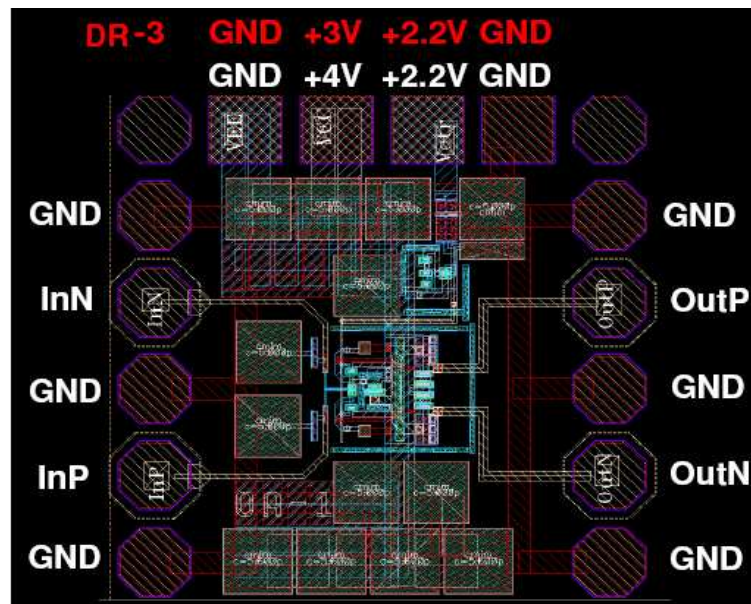
1. Матрицы S-параметров в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц.
2. Коэффициент шума в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц или от 100 МГц до 2 ГГц.
3. Потребляемый статический ток.

### 3.5. Драйверы DR-# на базе СВЧ операционных усилителей ОУ-#

Кристаллы DR-# – это драйверы на основе СВЧ ОУ ОА-#. Драйвер представляет собой согласованный с трактом 50 Ом (по входу и выходу) инвертирующий дифференциальный усилитель (рис. 3.9а).



а)



б)

Рис. 3.9. Схема (а) и топология (б) кристаллов DR-# на основе ОУ-# (для DR-3 напряжения питания 3В)

В таблице 3.2 приведены результаты моделирования кристаллов трёх драйверов DR-# с учётом паразитных параметров топологии (с дифференциальным входом/выходом).

Таблица 3.2

**Параметры драйверов с дифференциальным входом/выходом  
(тестовая схема – TEST\_DR\_Diff\_SP)**

Драйвер на базе ОУ	Полоса пропускания, ГГц	$K_y$ по мощности, дБ	$S_{11}/S_{22}$ , дБ	Точка компрессии вход/выход, дБм	Точка пересечения с продуктами интермодуляции 3-го порядка по входу/выходу, дБм	Коэффициент шума, дБ	Напряжение питания, В	Потребляемый ток, мА
Условия измерения	по уровню -3дБ	$f_c=2$ ГГц	$f_c=2$ ГГц, $R_H=50$ Ом	$f_c=2$ ГГц, $er=-17$ дБм	$f_{c1}=2$ ГГц, $f_{c2}=1,99$ ГГц, $er=-17$ дБм	$f_c=2$ ГГц	$f_c=2$ ГГц	
ccfbiproa_v2 (DR-1)	26,2	0,56	-20,5/-20,5	-3,1/-3,5	13,1/13,7	13,6	4	16
vcfbiproa_v2 (DR-2)	21,3	0,6	-19,7/-21,6	-4,2/-4,6	13,9/14,5	13,4	4	19
LVopamp 25 (DR-3)	18,7	0	-19,5/-21,7	-2,8/-3,8	11,5/11,5	14,1	3	14,8

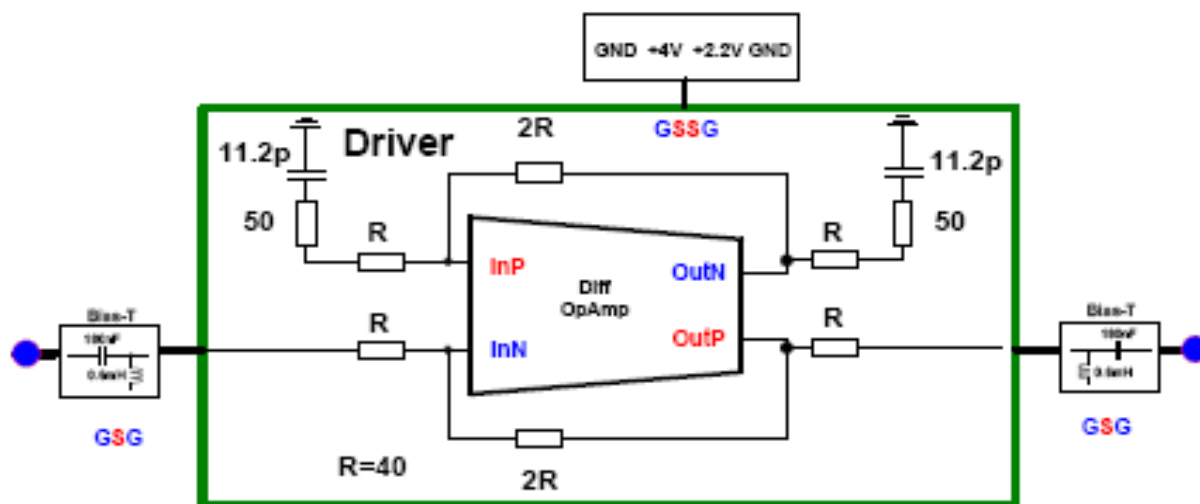
В схеме рис. 3.9 измеряются следующие параметры:

1. Матрицы S-параметров в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц.
2. Точка компрессии на 1 дБ по входу и выходу на частоте 100 МГц и 2 ГГц.
3. Потребляемый ток.

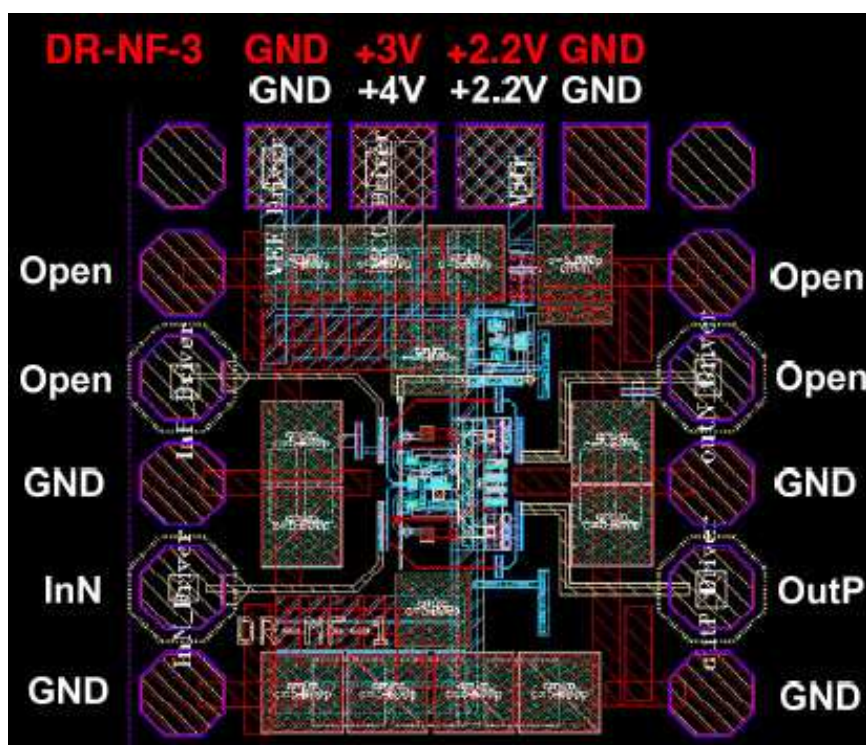
**3.6. Кристаллы DR-NF-# для измерения коэффициента шума драйверов DR-#**

Для измерения коэффициента шума драйверов DR-# были спроектированы кристаллы DR-NF-# с несимметричным входом и выходом, которые согласованны с трактом 50 Ом. Неиспользуемые вход и выход подключены к балансирующим цепям (рис. 3.10).





а)



б)

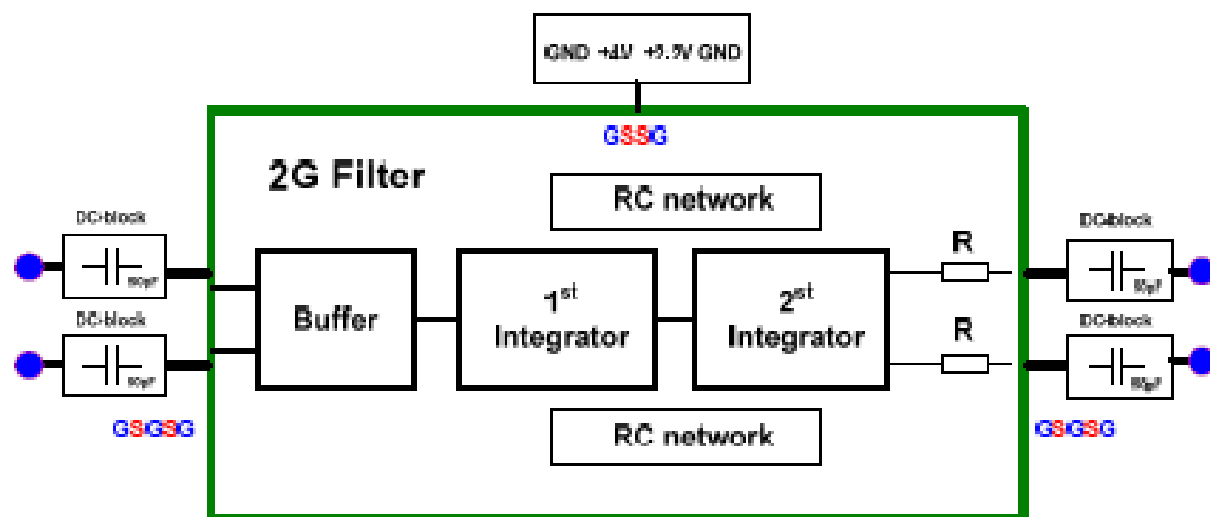
Рис. 3.10. Схема (а) и топология (б) кристаллов драйверов DR-NF-#  
(для DR-NF-3 напряжение питания 3В)

По схеме рис. 3.10 измеряются следующие параметры:

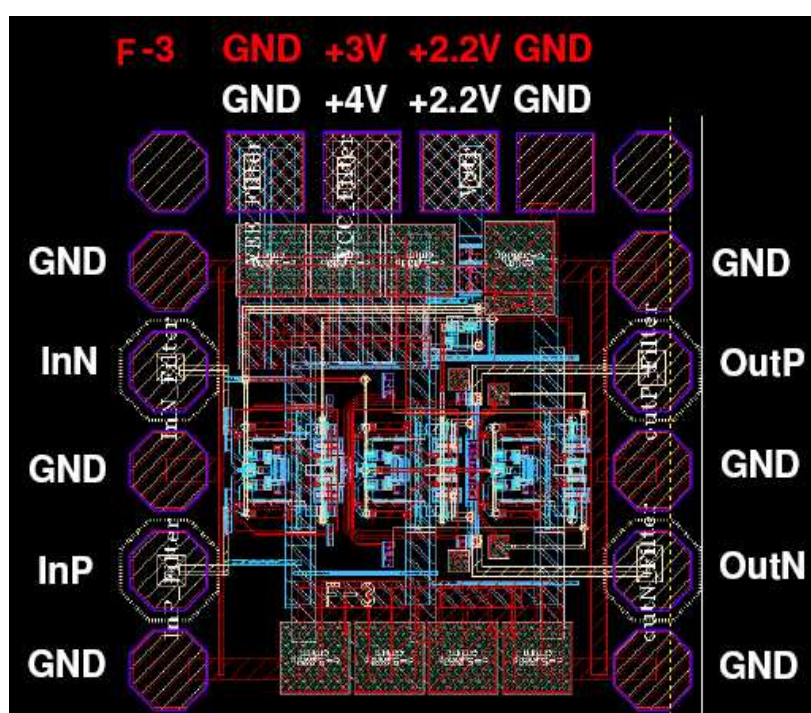
1. Матрицы S-параметров в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц.
2. Коэффициент шума в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц.
3. Потребляемый ток.

### 3.7. Кристаллы F-# полосовых СВЧ фильтров на базе ОУ ОА-#

Кристаллы F-# – полосовые фильтры с центральной частотой 2 ГГц (согласованные с трактом 50 Ом) на основе СВЧ ОУ ОА-# (рис. 3.11).



a)



б)

Рис. 3.11. Схема (а) и топология (б) кристаллов полосовых фильтров F-# на основе ОУ-# (для F-3 напряжения питания 3 В)

В таблице 3.3 приведены результаты моделирования кристаллов полосового фильтра F-# после экстракции паразитных параметров топологии (с дифференциальным входом/выходом).

Таблица 3.3

**Результаты моделирования биквадратного фильтра  
с центральной частотой 2 ГГц (тестовая схема TEST\_F\_Diff\_SP)**

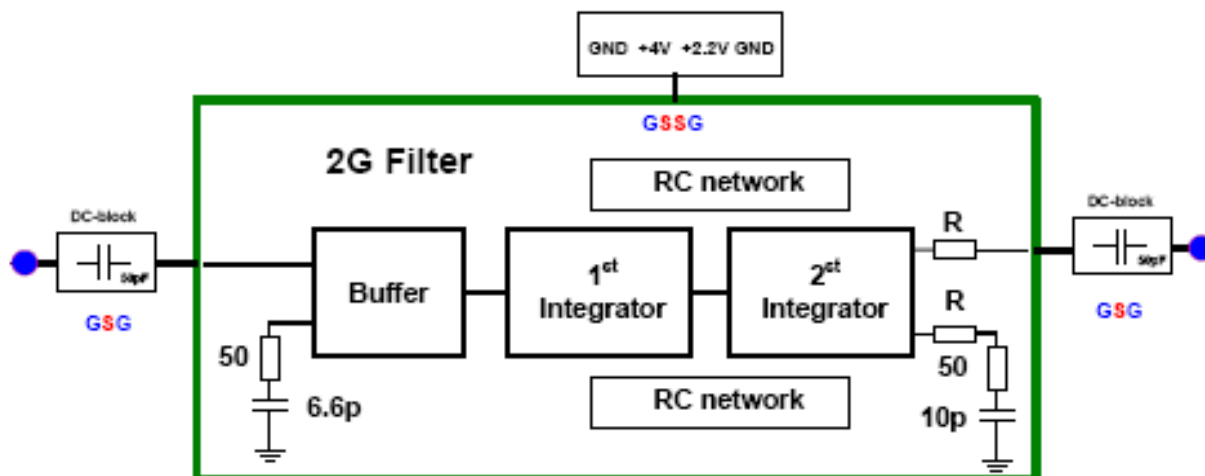
Фильтр, основанный на ОУ-#	Центральная частота, ГГц	Полоса пропускания, МГц	Коэффициент усиления, дБ	Точка компрессии вход/выход, дБм	Интермодуляционные искажения вход/выход, дБм	Коэффициент шума, дБ	S11/S22, дБ	Напряжение питания, В	Потребляемый ток, мА
Условия измерения				$f_c=2\text{ ГГц}$	$f_{c1}=2\text{ ГГц}$ , $f_{s2}=1,99\text{ ГГц}$	$f_c=2\text{ ГГц}$	$f_c=2\text{ ГГц}$		
ccfbiproa_v2 (F-1)	2,01	759	3,1	-6/-3,2	4/7,2	22,7	-20/ -17,5	4	38
vcfbiproa_v2 (F-2)	1,99	688	3,8	-9/-5*	4,2/8,2	22,4	-19,5/ -16,8	4	49
LVopamp 25 (F-3)	1,99	607	4,7			23	-19/ -15	3	37

По схеме рис. 3.11а измеряются следующие параметры:

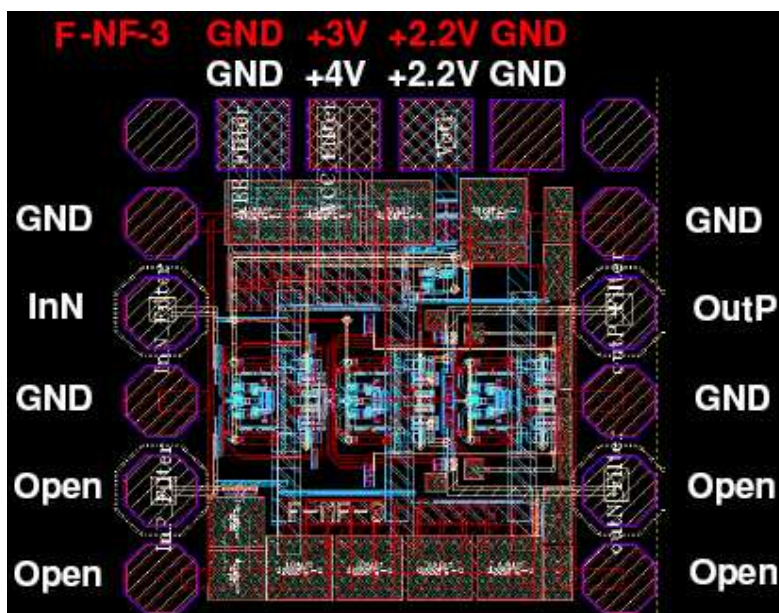
1. Матрицы S-параметров в диапазоне частот от 0,5 ГГц до 10 ГГц.
2. Точка компрессии на 1 дБ по входу и выходу на частоте 2 ГГц.
3. Потребляемый ток.

### **3.8. Кристаллы F-NF-# для измерения коэффициента шума биквадратных фильтров F-#**

Для измерения коэффициента шума биквадратных фильтров были спроектированы кристаллы F-NF-# с несимметричным входом и выходом, которые согласованы с трактом 50 Ом. Неиспользуемые вход и выход подключены к балансирующим цепям (рис. 3.12).



а)



б)

Рис. 3.12. Схема (а) и топология (б) кристаллов F-NF-#  
 биквадратных фильтров на основе ОУ-#  
 (для F-NF-3 напряжения питания 3 В)

В схеме рис. 3.12а измеряются следующие параметры:

1. Матрицы S-параметров в диапазоне частот от 0,5 ГГц до 10 ГГц.
2. Коэффициент шума на частоте 2 ГГц.
3. Потребляемый статический ток.

### **3.9. Условия измерений динамических параметров кристаллов ОУ ОА-# и коэффициента шума кристаллов ОА-NF-#**

Кристаллы дифференциальных СВЧ ОУ без обратной связи с входом, согласованным на 50 Ом, имеют высокое усиление на низких частотах (100–200 МГц).

На низких частотах усиление составляет порядка 30 дБ, таким образом, для обеспечения линейного режима работы при измерении S-параметров входная мощность не должна превышать значения -40 дБм (выходная точка компрессии на 1 дБ составляет -4 дБм). В этом случае выходная мощность будет изменяться от -10 до -60 дБм в диапазоне от 50 МГц до 30 ГГц.

Коэффициент шума может изменяться от 10 до 30 дБ. Коэффициент шума следует измерять в диапазоне частот от 50 МГц до 30 ГГц. Если измерение в данном диапазоне частот нельзя обеспечить с использованием имеющегося измерительного оборудования, то следует проводить измерение в диапазоне от 100 МГц до 2 ГГц.

### **3.10. Условия измерений динамических параметров драйверов DR-# и коэффициентов шума драйверов DR-NF-#**

Кристаллы инвертирующих усилителей с согласованным входом/выходом имеют коэффициент усиления по мощности на уровне -6 дБ (с однофазным входом/выходом), а с дифференциальным входом/выходом на уровне 0 дБ. Выходная мощность при компрессии на 1 дБ составляет не менее -10 дБм. Таким образом, для обеспечения линейного режима работы при измерении S-параметров входная мощность не должна превышать значения -22 дБм.

Коэффициент шума может изменяться в диапазоне от 20 до 40 дБ. Коэффициент шума следует измерять в диапазоне от 50 МГц до 30 ГГц. Если этот диапазон частот неприемлем, то следует измерять в меньшем диапазоне от 100 МГц до 2 ГГц.

### **3.11. Условия измерений динамических параметров полосовых фильтров F-# и их коэффициента шума (кристалл F-NF-#)**

Кристаллы полосовых фильтров с центральной частотой 2 ГГц с согласованным входом/выходом имеют коэффициент усиления по мощности на уровне -2 дБ на частоте 2 ГГц с однофазным входом и выходом. Выходная

точка компрессии с однофазным выходом составляет не менее -12 дБм. Таким образом, для обеспечения линейного режима работы при измерении S-параметров входная мощность не должна превышать значения -20 дБм.

Коэффициент шума может изменяться в диапазоне от 20 до 40 дБ. Коэффициент шума следует измерять на частоте 2 ГГц. Можно обратиться к презентации **Measurement sequence T214 UNFOPAMP** для дополнительной информации по измерению параметров.

### **3.12. Описание тестовых элементов библиотеки «UNFproj2»**

#### **3.12.1. Тестовые схемы СВЧ ОУ**

**TEST\_OA\_SE\_SP** – тестовая схема для моделирования S-параметров СВЧ ОУ без обратной связи с однофазным входом/выходом. Моделирование должно совпадать с результатами измерения для кристаллов ОА-# (2-портовые матрицы S-параметров – от порта «InP» к порту «OutN» и с порта «InN» к порту «OutP»).

**TEST\_OA\_Diff\_SP** – тестовая схема для моделирования S-параметров СВЧ ОУ с разомкнутой обратной связью с дифференциальным входом/выходом. Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов ОА-# (4-портовые матрицы S-параметров для port(InP,InN) к port(OutN,OutP)).

**TEST\_OA-NF\_SE\_SP** – это тестовая схема ОУ для моделирования S-параметров и коэффициента шума с разомкнутой обратной связью с однофазным входом и выходом (для кристаллов ОА-NF-# с согласованными входами/выходами). Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов ОА-NF-# (2-портовые матрицы S-параметров от порта 'InN' к порту 'OutP').

**TEST\_OA\_CMG** – тестовая схема ОУ для моделирования коэффициента усиления по напряжению для синфазного сигнала.

#### **3.12.2. Тестовые схемы драйверов**

**TEST\_DR\_SE\_SP** – тестовая схема драйвера для моделирования S-параметров с однофазным входом выходом. Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов DR-# (2-портовые матрицы S-параметров от порта 'InP' к порту 'OutN' и от порта 'InN' к порту 'OutP').

**TEST\_DR\_Diff\_SP** – тестовая схема драйвера для моделирования S-параметров с дифференциальным входом и выходом. Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов DR-# (4-портовые матрицы S-параметров с port(InP,InN) к port(OutN, OutP)).

**TEST\_DR-NF\_SE\_SP** – тестовая схема линейного драйвера для моделирования S-параметров и коэффициента шума с однофазным входом/выходом (для кристаллов DR-NF-# с согласованными входами/выходами). Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов DR-NF# (2-портовые матрицы S-параметров с порта 'InN' к порту 'OutP').

### ***3.12.3. Биквадратные фильтры с центральной частотой 2 ГГц***

**TEST\_F\_SE\_SP** тестовая схема фильтра для моделирования S-параметров с однофазным входом и выходом. Моделирование должно совпадать с результатами измерений SP кристаллов F-# (2-портовые S-параметры от порта 'InP' к порту 'OutN' и от порта 'InN' к порту 'OutP').

**TEST\_F\_Diff\_SP** – тестовая схема фильтра для моделирования S-параметров с дифференциальным входом/выходом. Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов F-# (4-портовые матрицы S-параметров от port(InP,InN) к port(OutN,OutP)).

**TEST\_F-NF\_SE\_SP** – тестовая схема фильтра для моделирования S-параметров и коэффициента шума с однофазным входом/выходом (для кристаллов F-NF-# с согласованными входами/выходами). Моделирование должно совпадать с результатами измерений кристаллов F-NF-# (2-портовые матрицы S-параметров от порта 'InN' к порту 'OutP').

## **3.13. Топология опытной партии кристаллов 0\_T214\_bench\_WW**

Расположение элементов разработанных операционных усилителей, драйверов и полосовых фильтров, изготовленных по технологии SG25H2 в Институте инновационной микроэлектроники (ИИМЭ, Германия), показано на рис. 3.13–3.53 с низким и высоким разрешением.



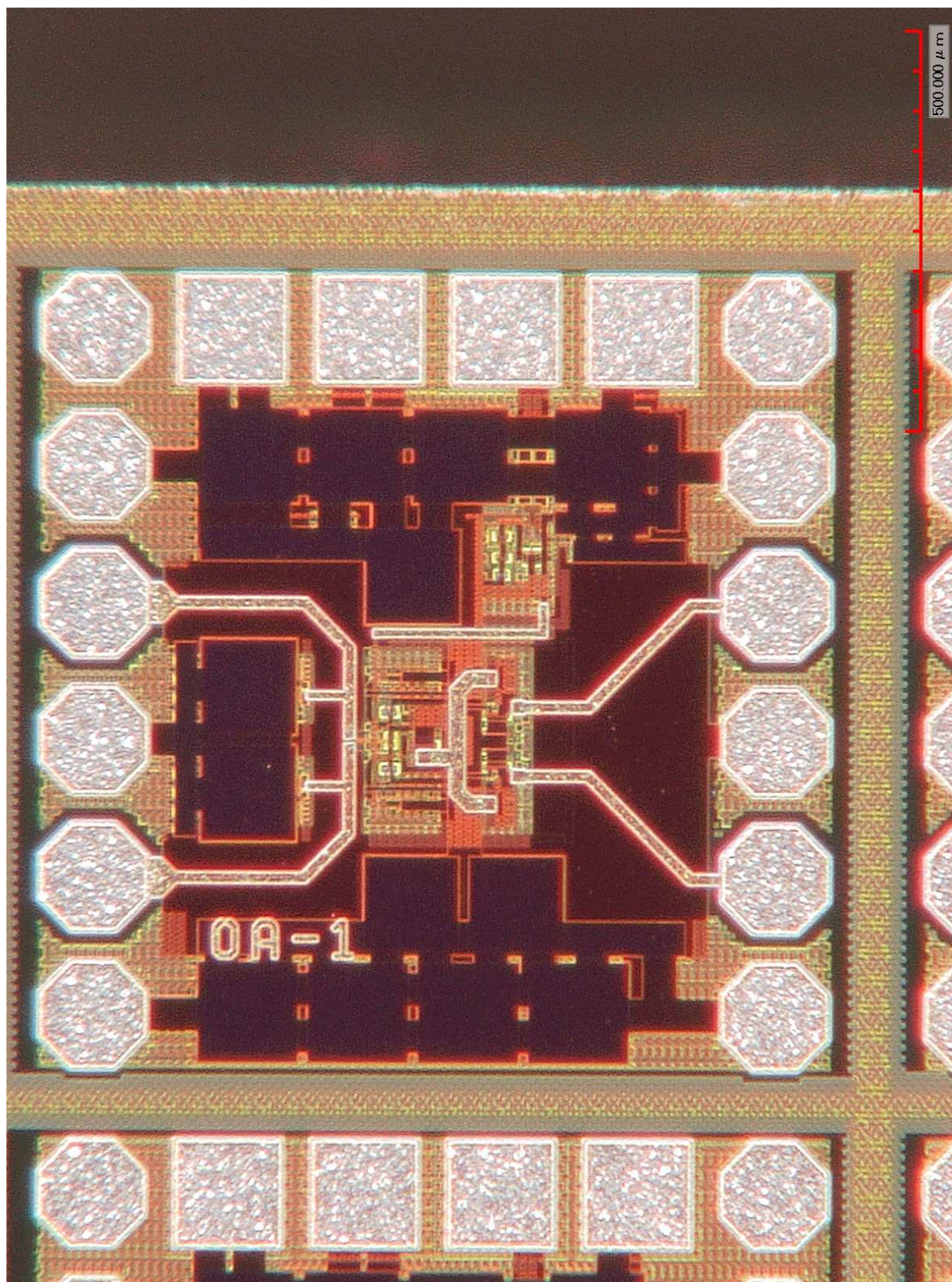


Рис. 3.13. Топология операционного усилителя ОА-1  
(низкое разрешение)



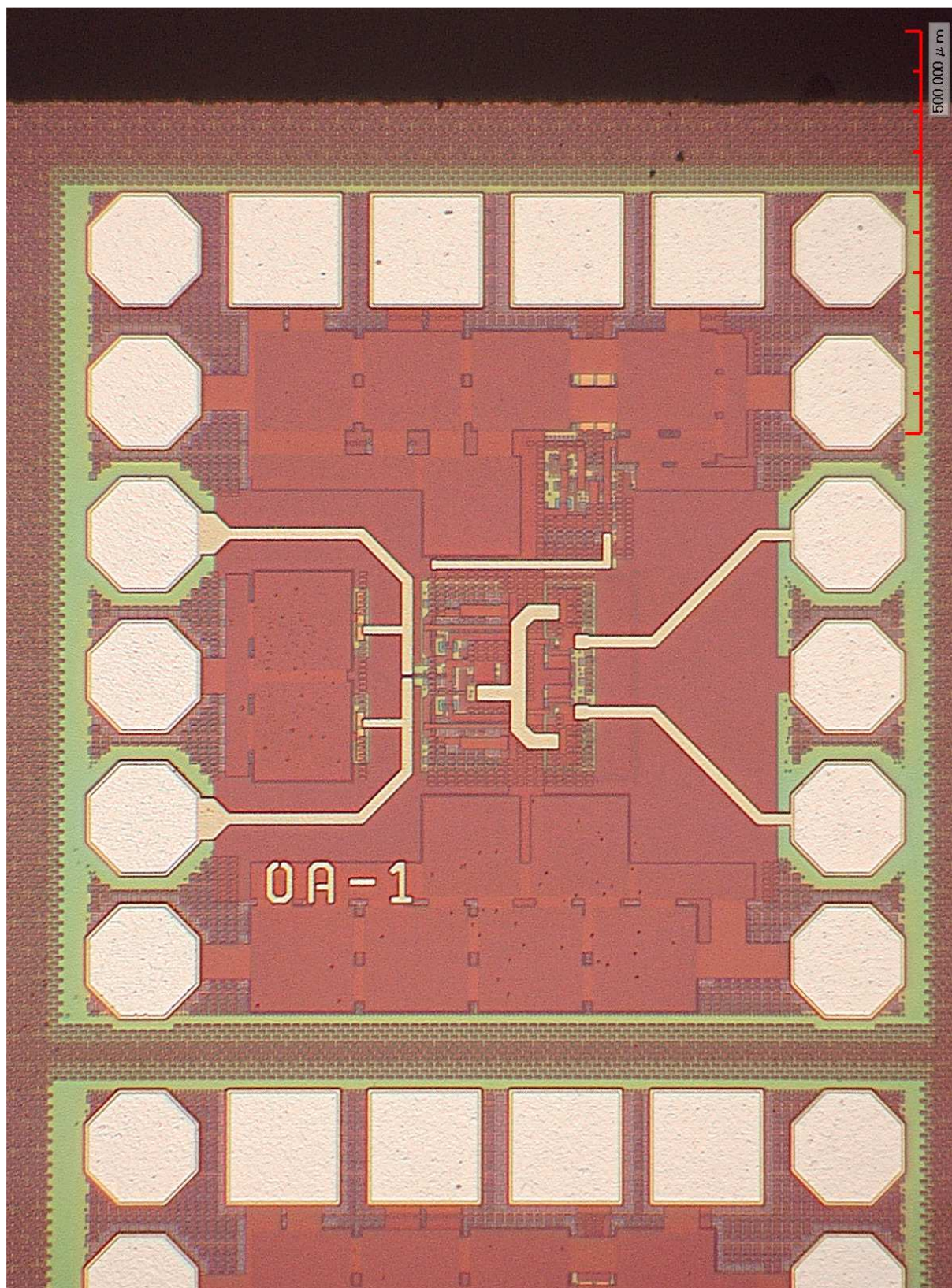


Рис. 3.14. Топология операционного усилителя ОА-1  
(высокое разрешение)



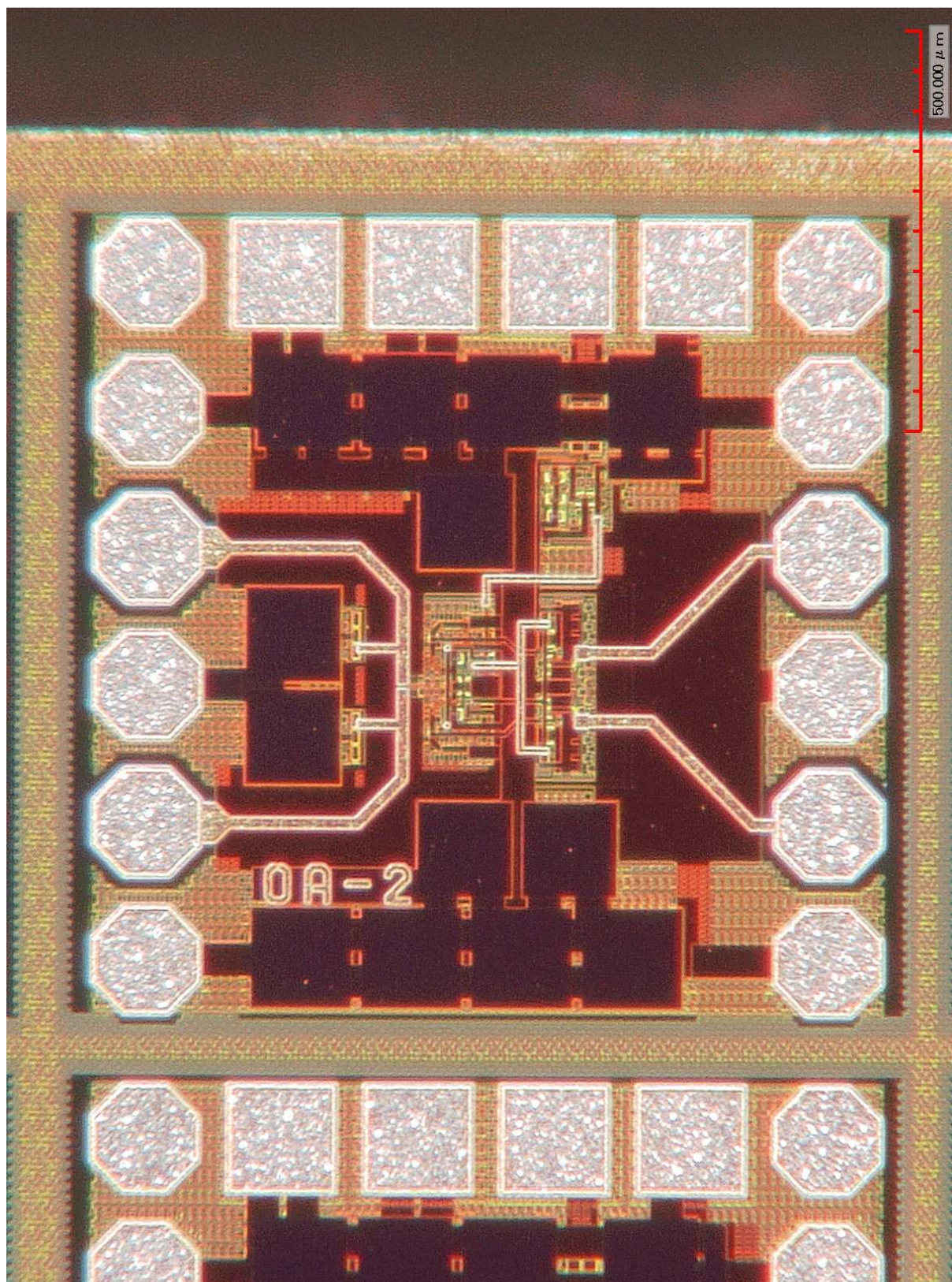


Рис. 3.15. Топология операционного усилителя ОА-2  
(низкое разрешение)



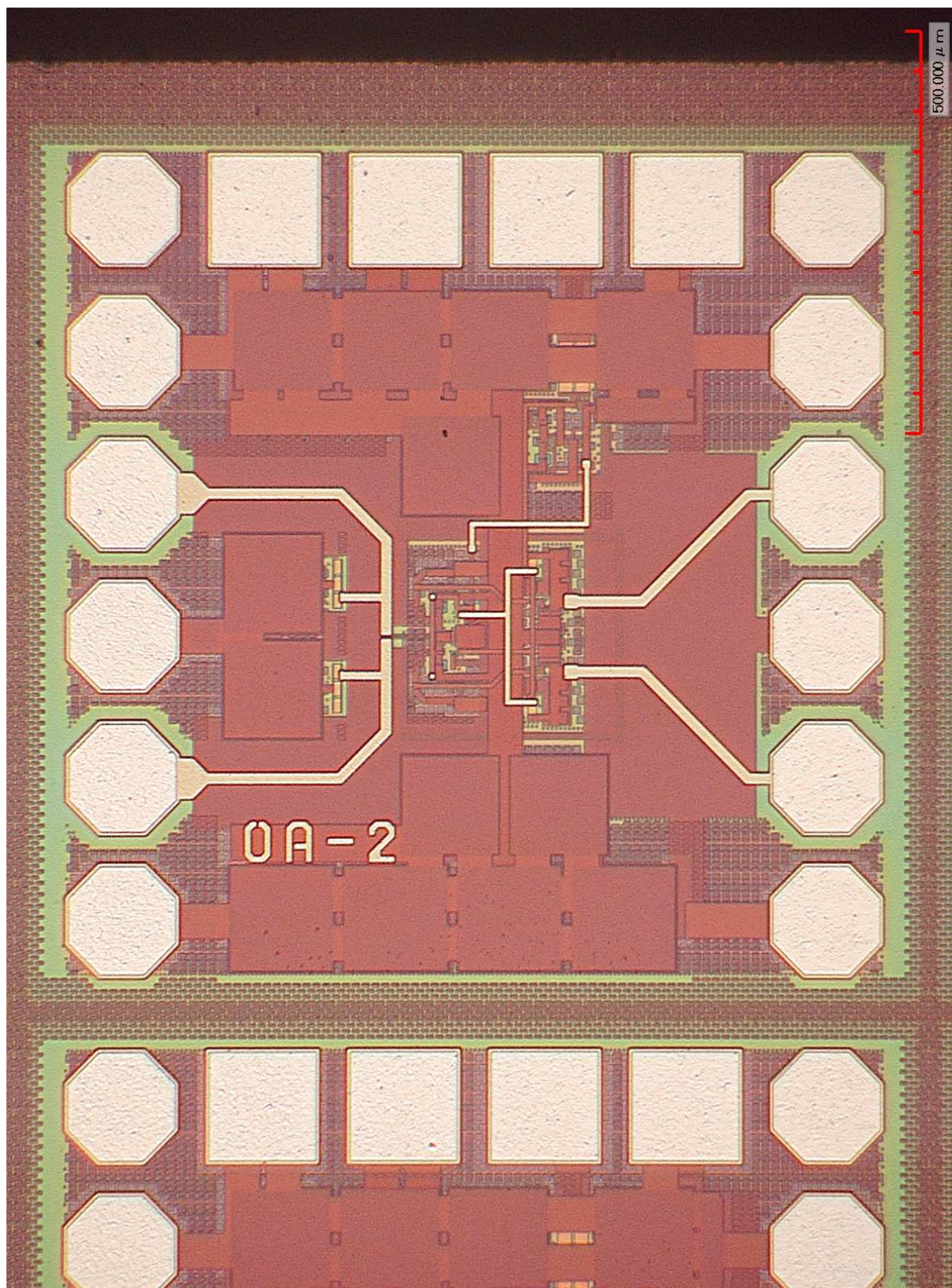


Рис. 3.16. Топология операционного усилителя OA-2  
(высокое разрешение)



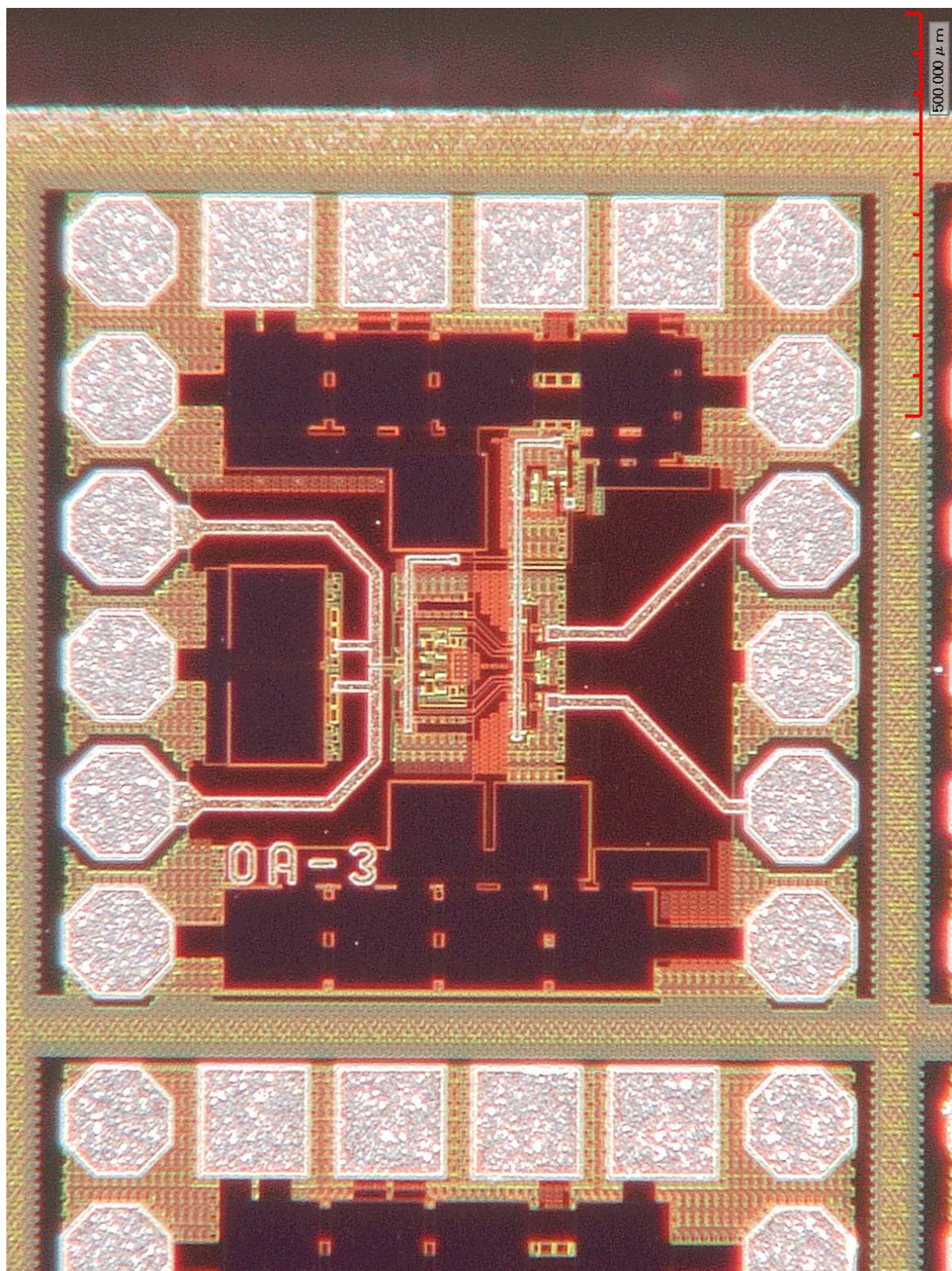


Рис. 3.17. Топология операционного усилителя ОА-3  
(низкое разрешение)



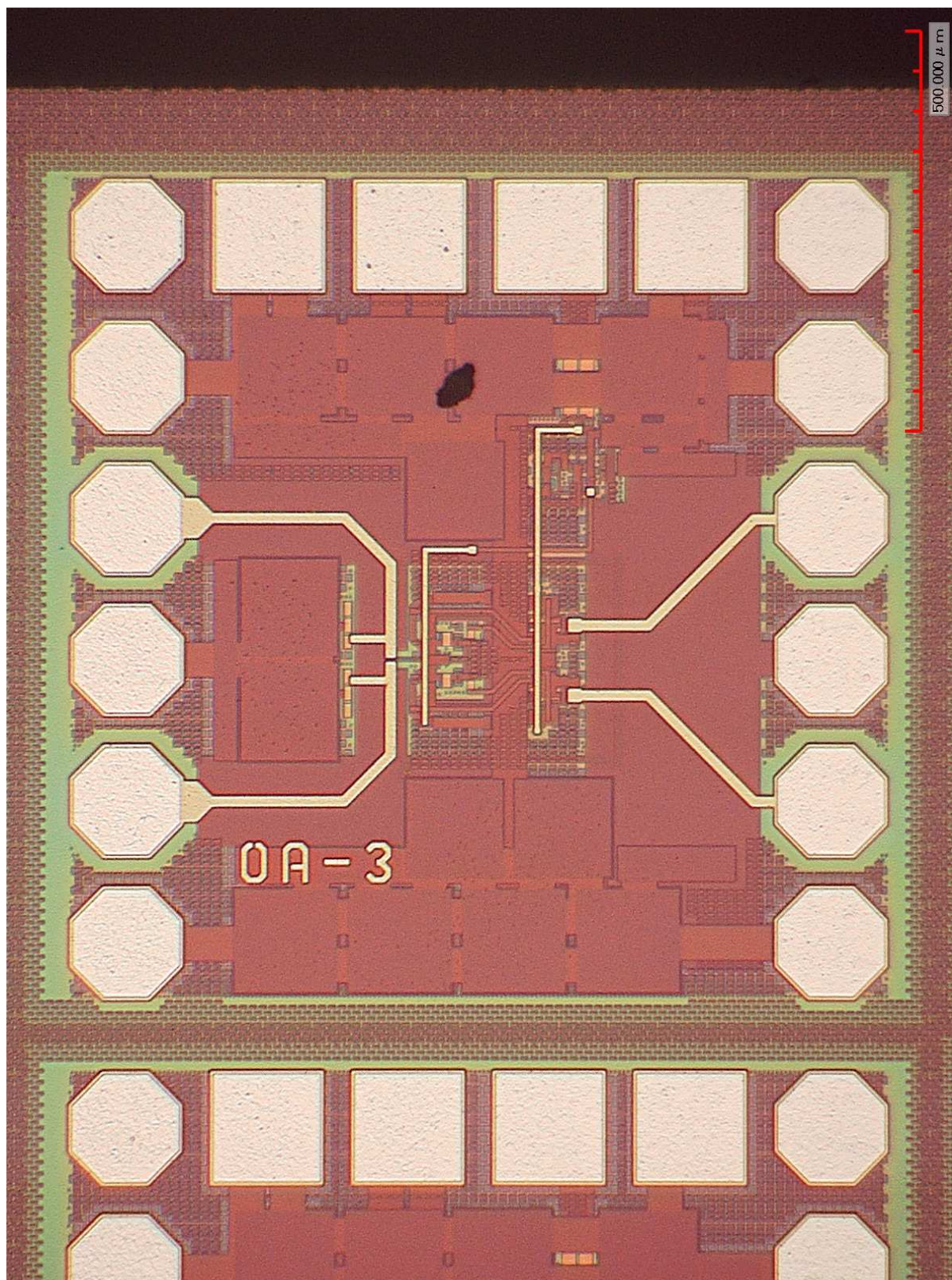


Рис. 3.18. Топология операционного усилителя ОА-3  
(высокое разрешение)



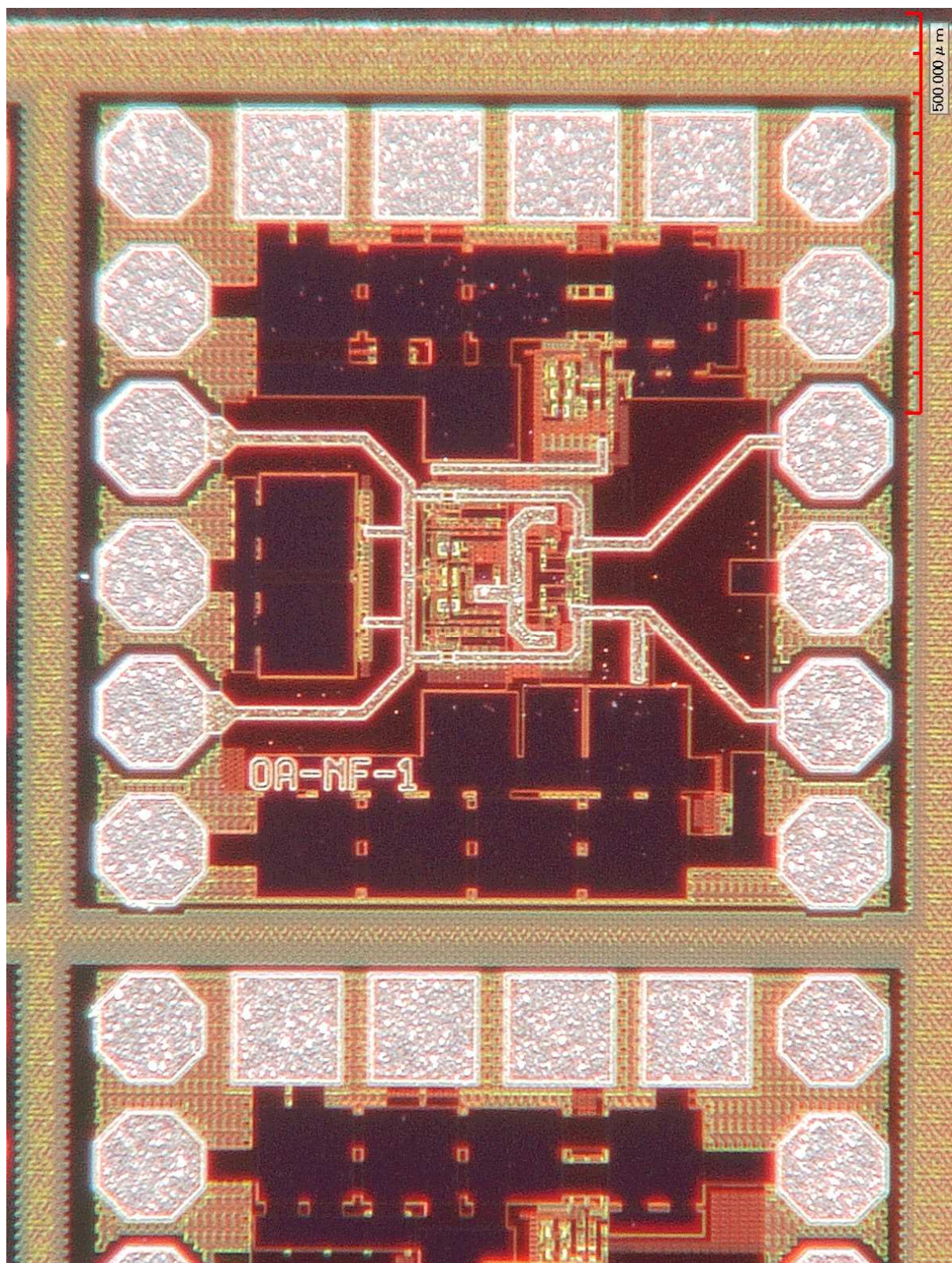


Рис. 3.19. Топология тестовой схемы OA-NF-1 для измерения шумовых параметров операционного усилителя OA-1 (низкое разрешение)



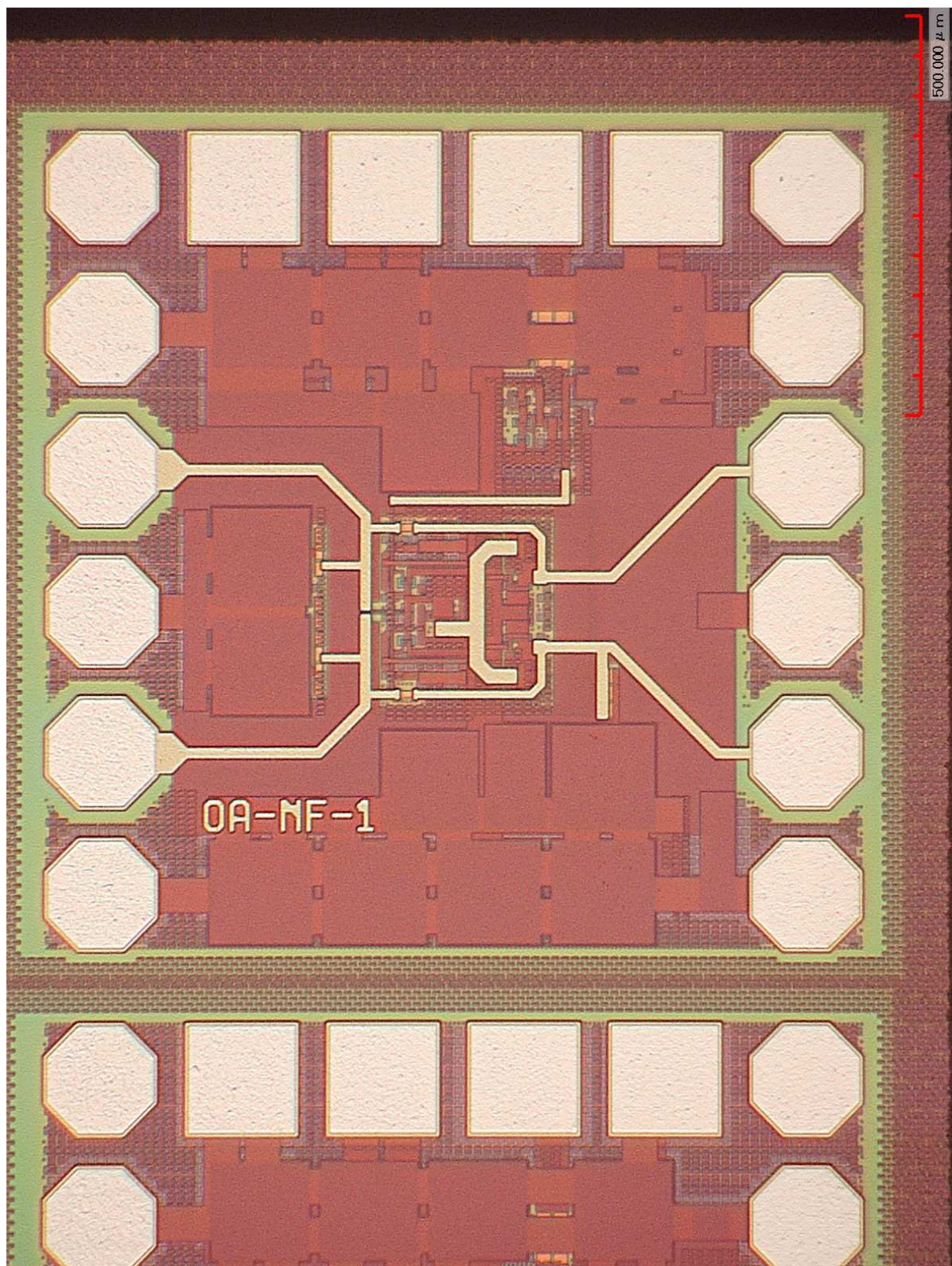


Рис. 3.20. Топология тестовой схемы OA-NF-1 для измерения шумовых параметров операционного усилителя OA-1 (высокое разрешение)



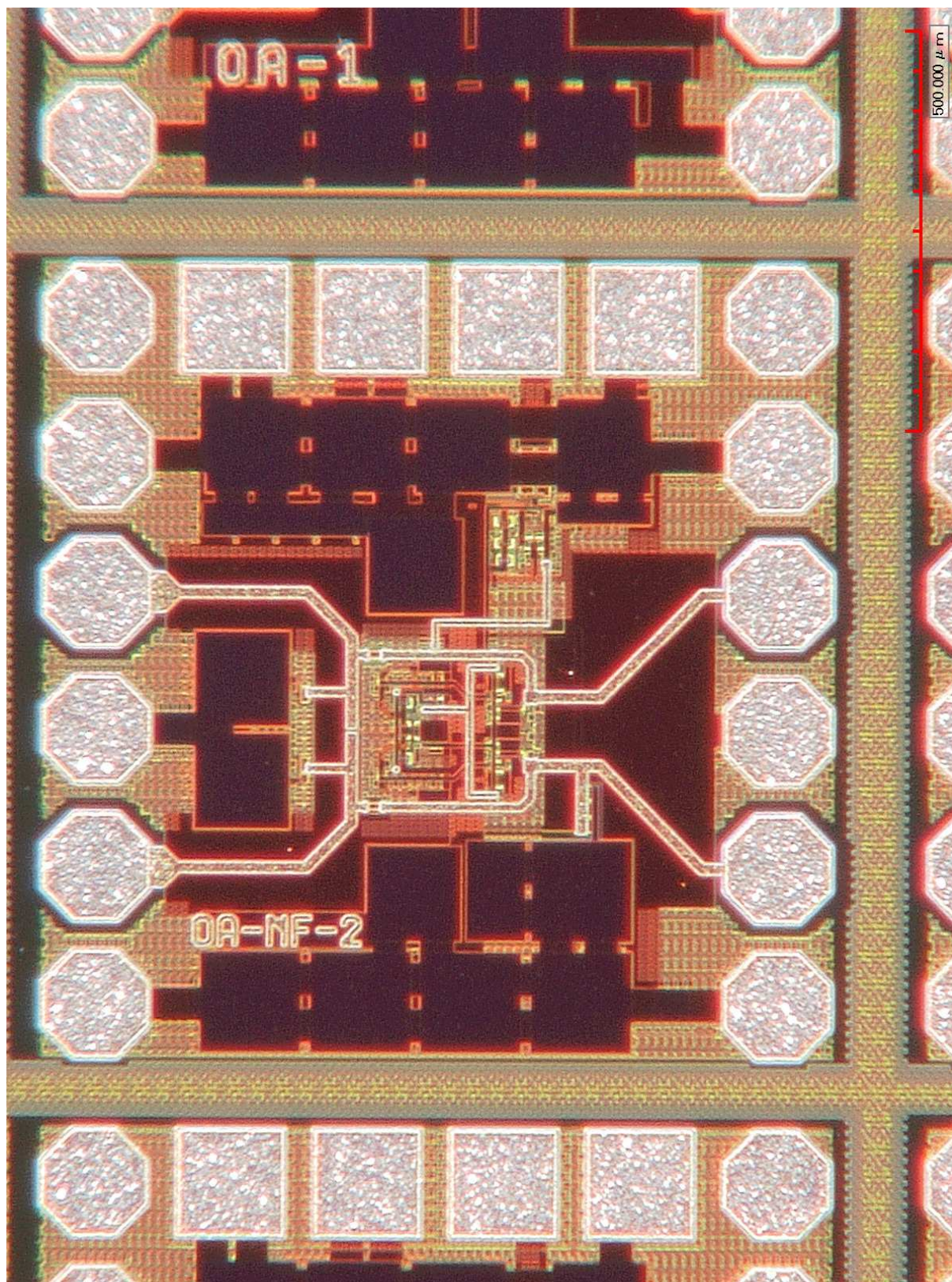


Рис. 3.21. Топология тестовой схемы OA-NF-2 для измерения шумовых параметров операционного усилителя OA-2 (низкое разрешение)



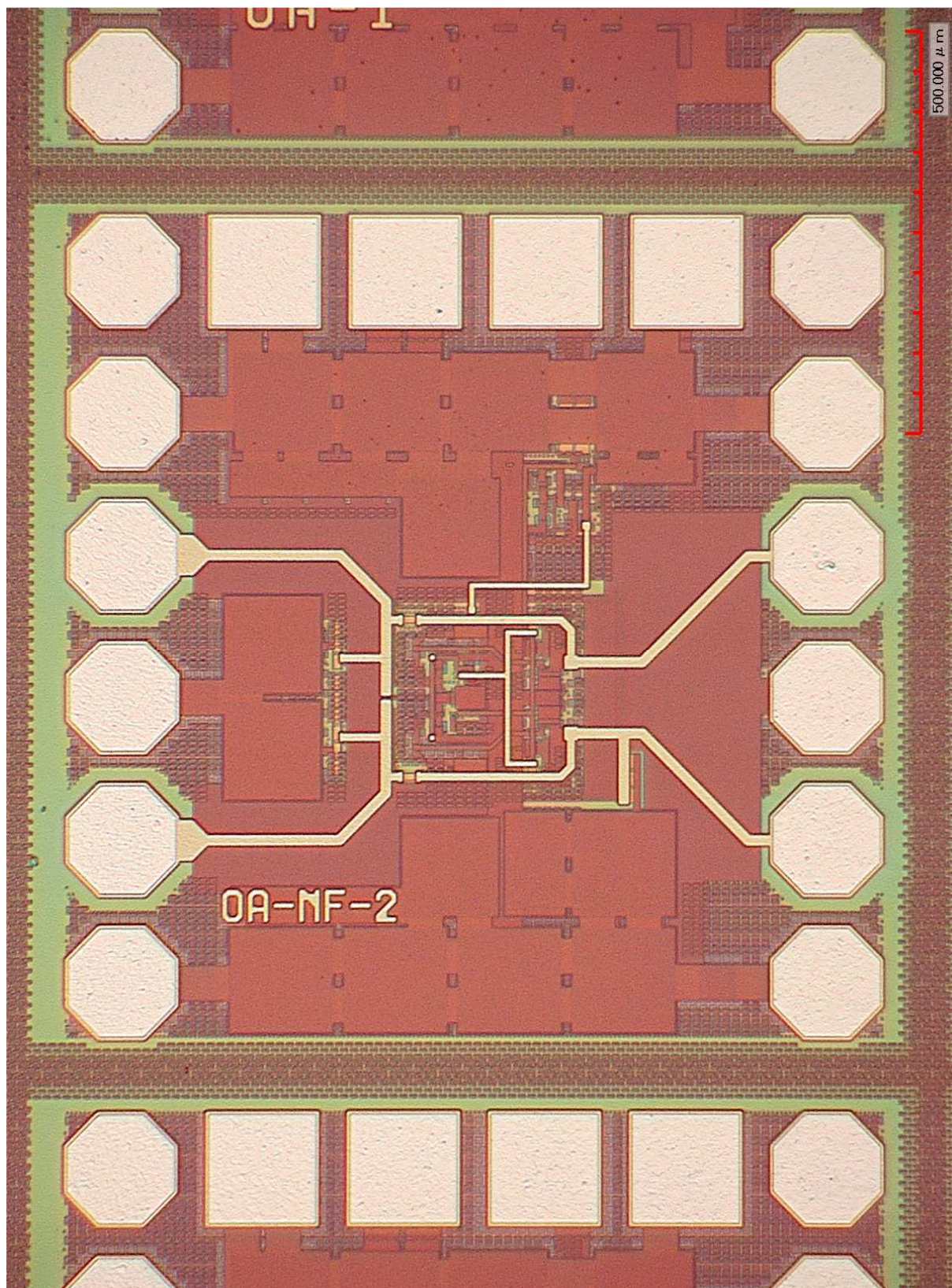


Рис. 3.22. Топология тестовой схемы OA-NF-2 для измерения шумовых параметров операционного усилителя OA-2 (высокое разрешение)



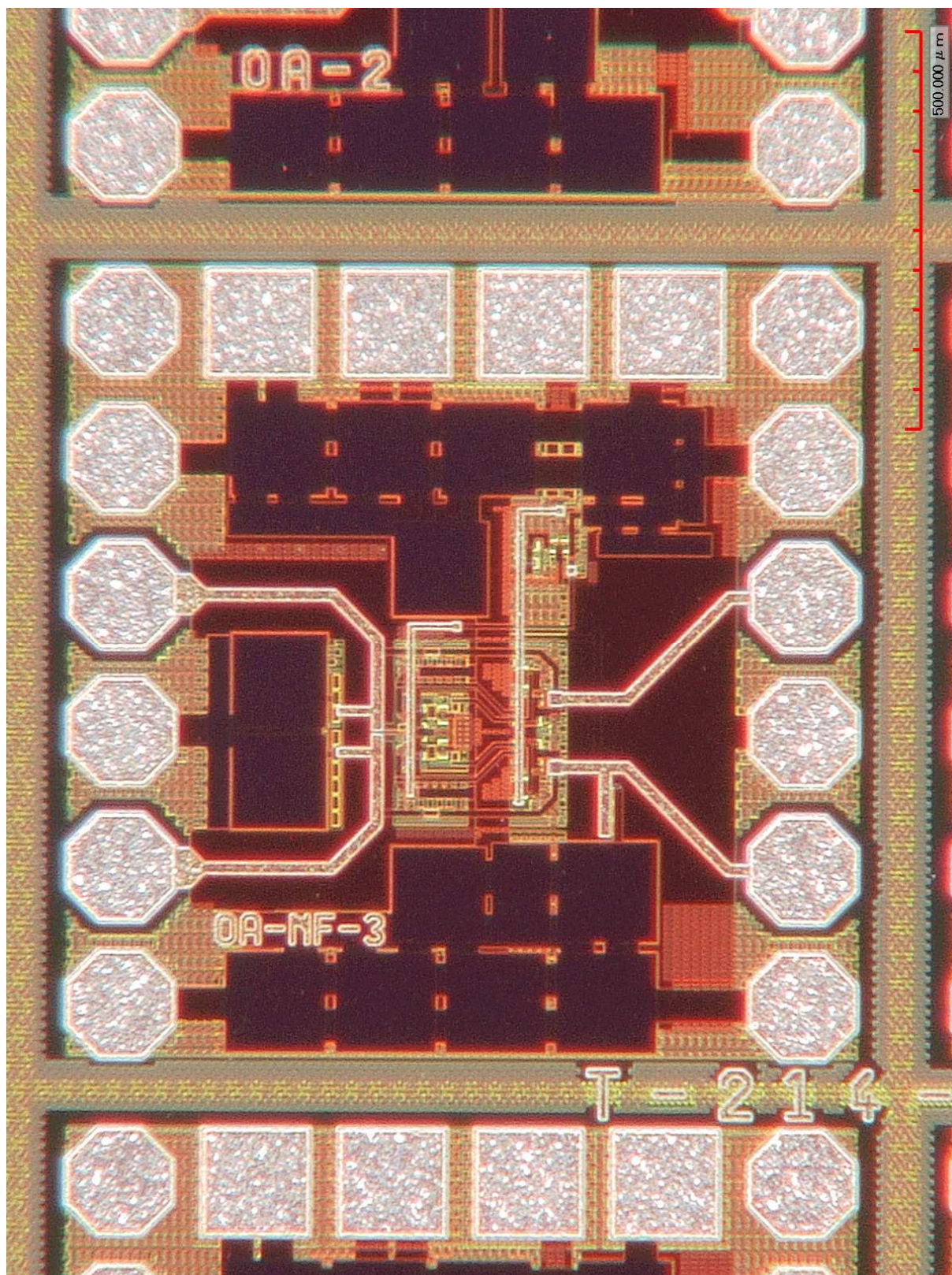


Рис. 3.23. Топология тестовой схемы OA-NF-3 для измерения шумовых параметров операционного усилителя OA-3 (низкое разрешение)



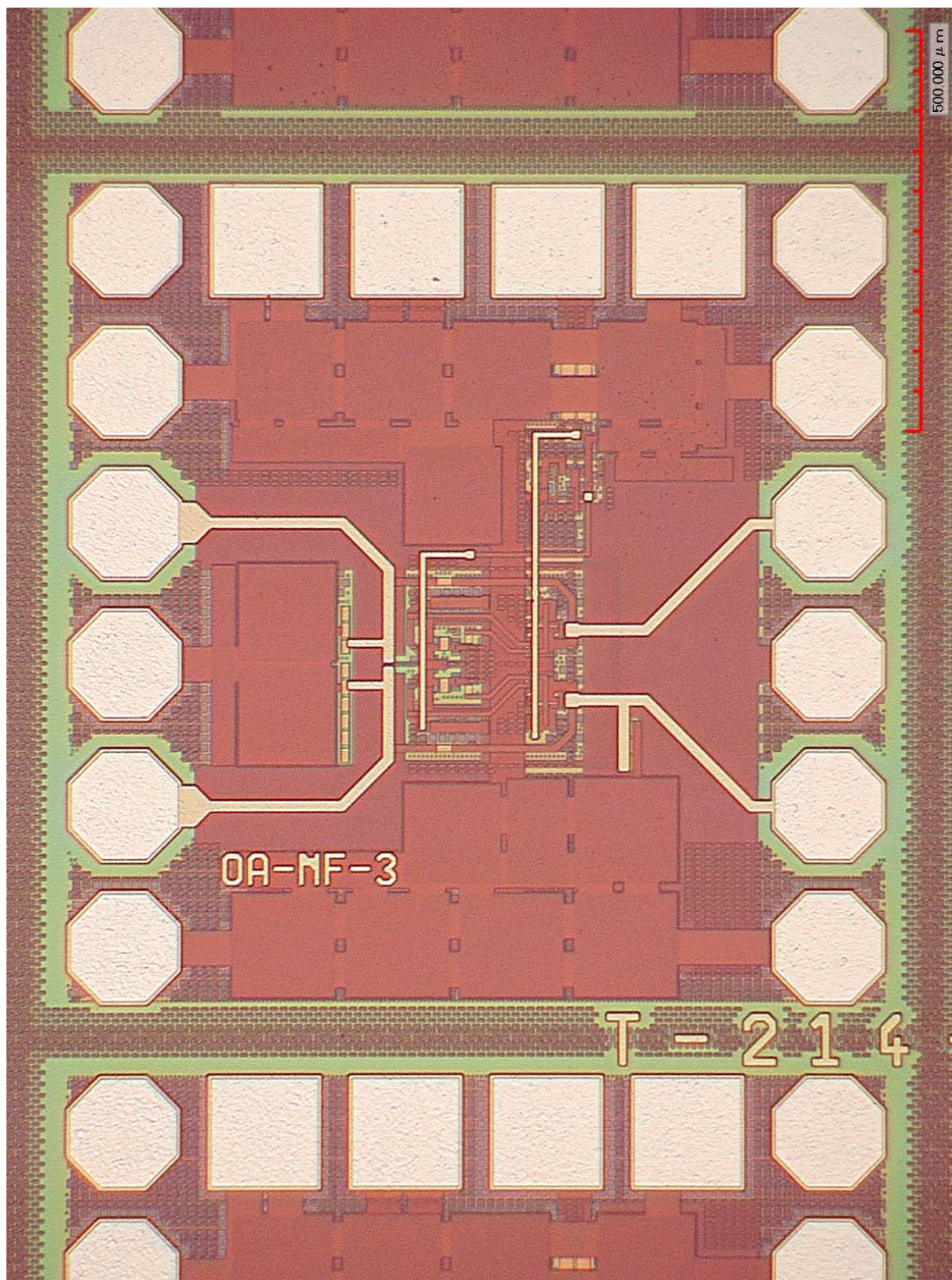


Рис. 3.24. Топология тестовой схемы OA-NF-3 для измерения шумовых параметров операционного усилителя OA-3 (высокое разрешение)



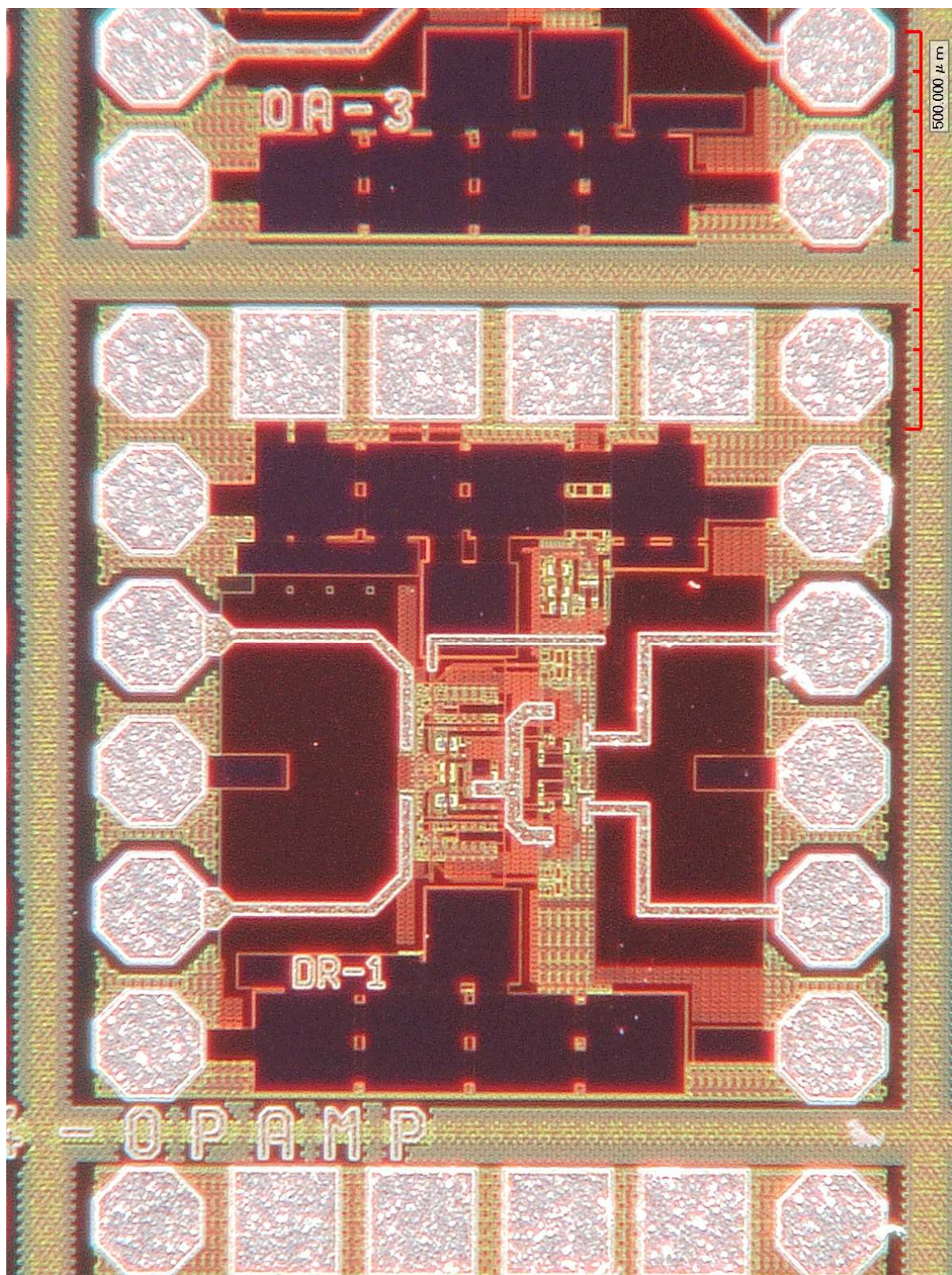


Рис. 3.25. Топология драйвера линий связи DR-1  
на базе операционного усилителя OA-1  
(низкое разрешение)



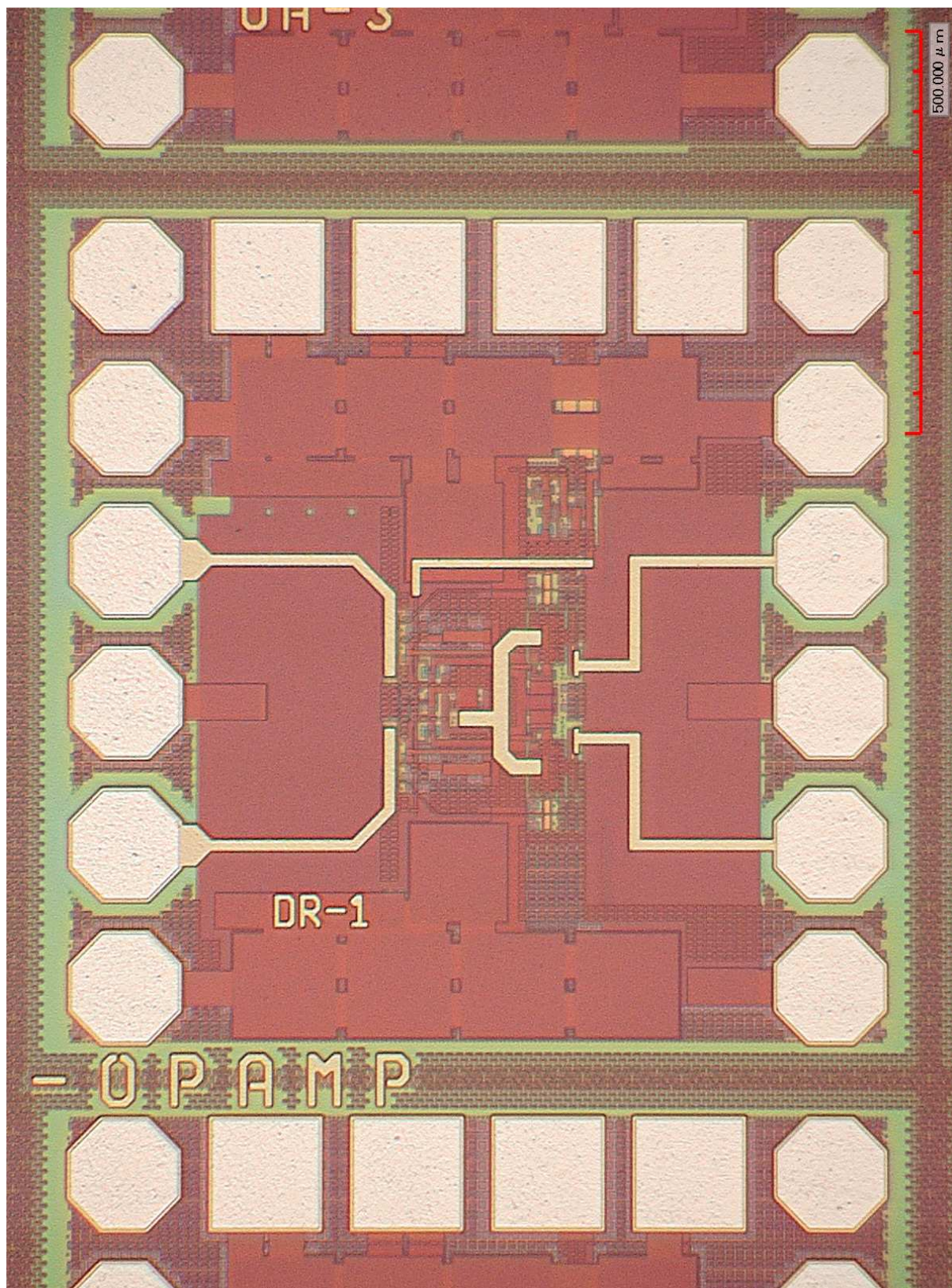


Рис. 3.26. Топология драйвера линий связи DR-1  
на базе операционного усилителя ОА-1  
(высокое разрешение)



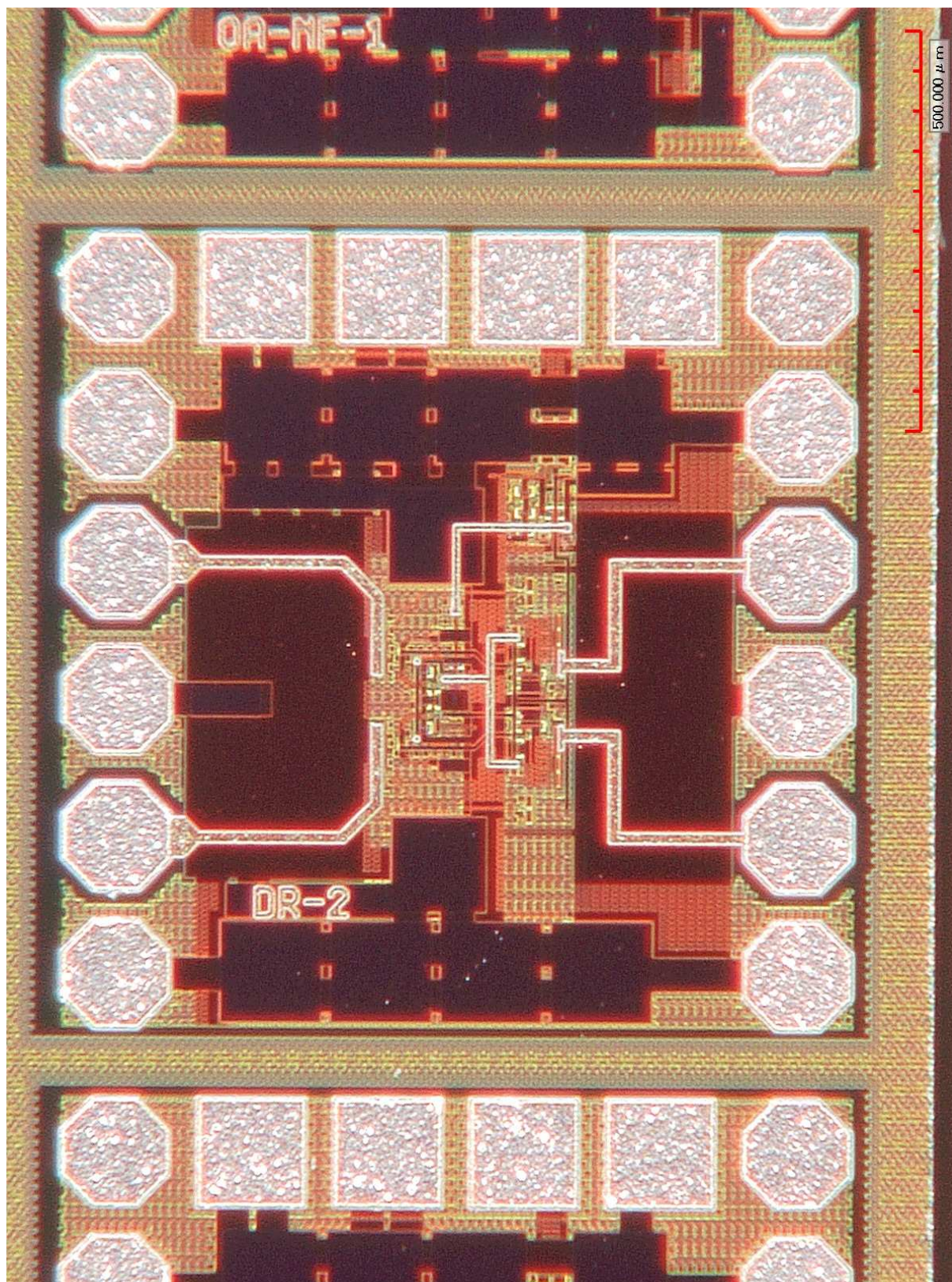


Рис. 3.27. Топология драйвера линий связи DR-2  
на базе операционного усилителя OA-2  
(низкое разрешение)



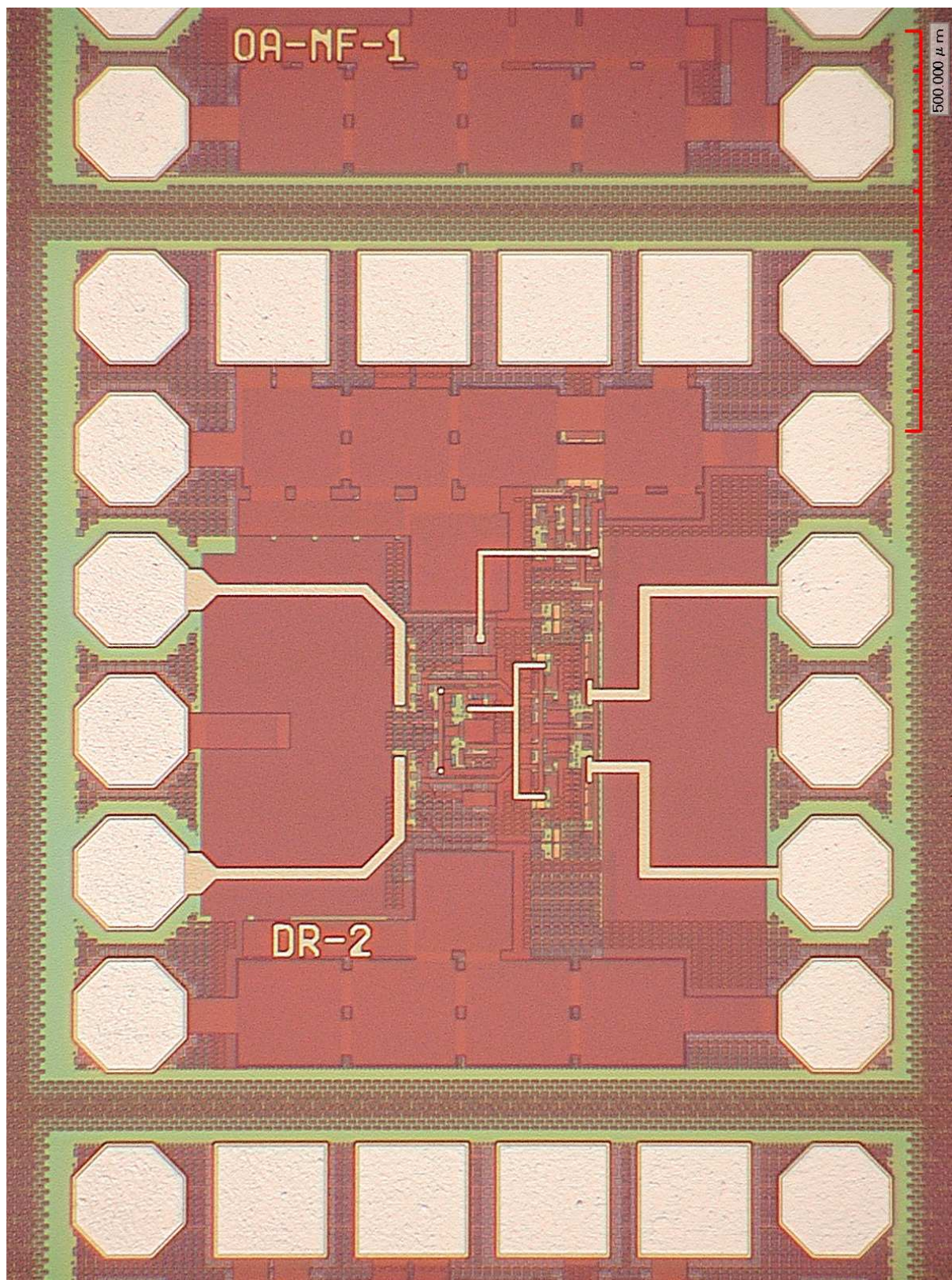


Рис. 3.28. Топология драйвера линий связи DR-2  
на базе операционного усилителя OA-2  
(высокое разрешение)



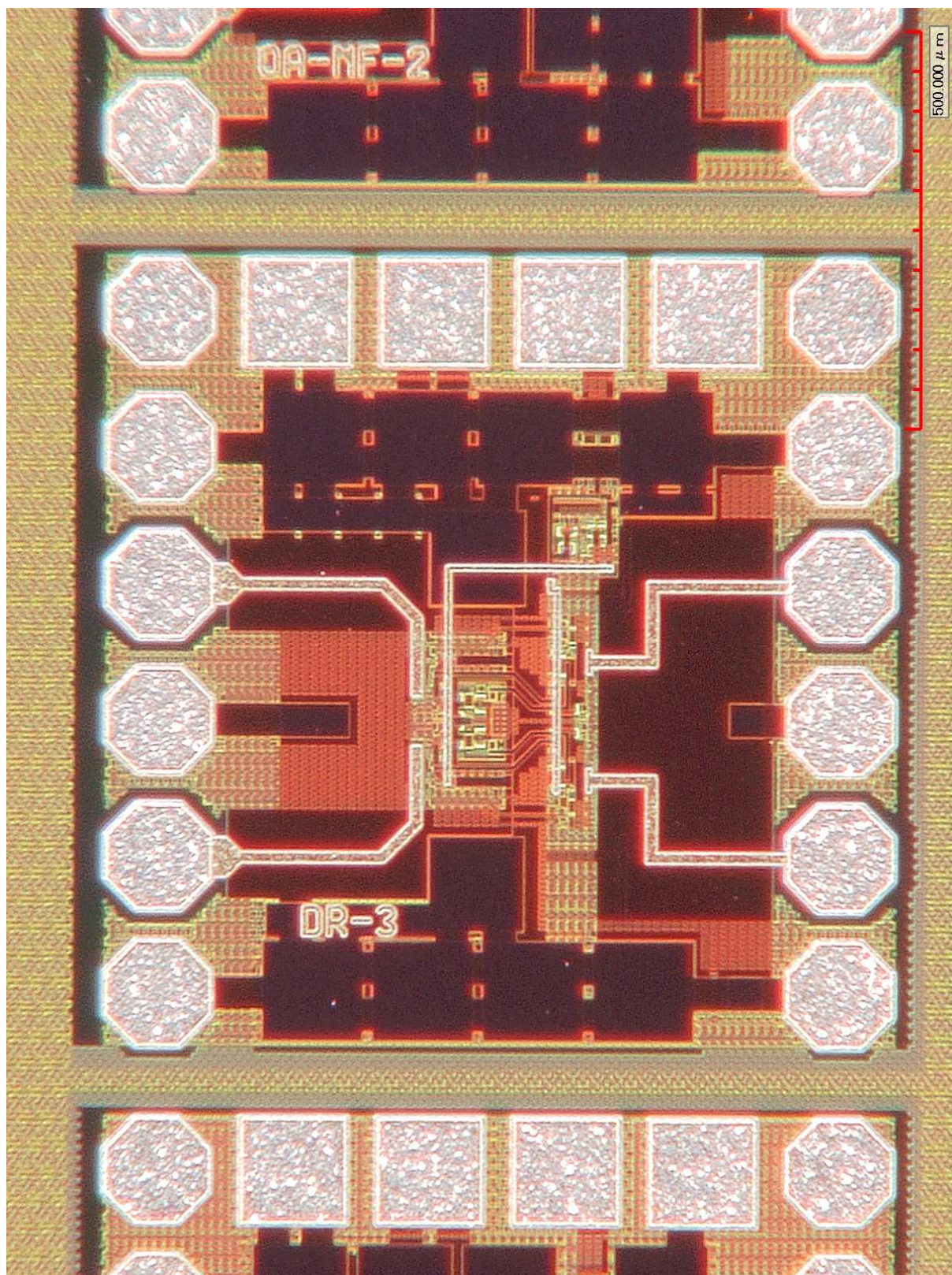


Рис. 3.29. Топология драйвера линий связи DR-3  
на базе операционного усилителя OA-3  
(низкое разрешение)



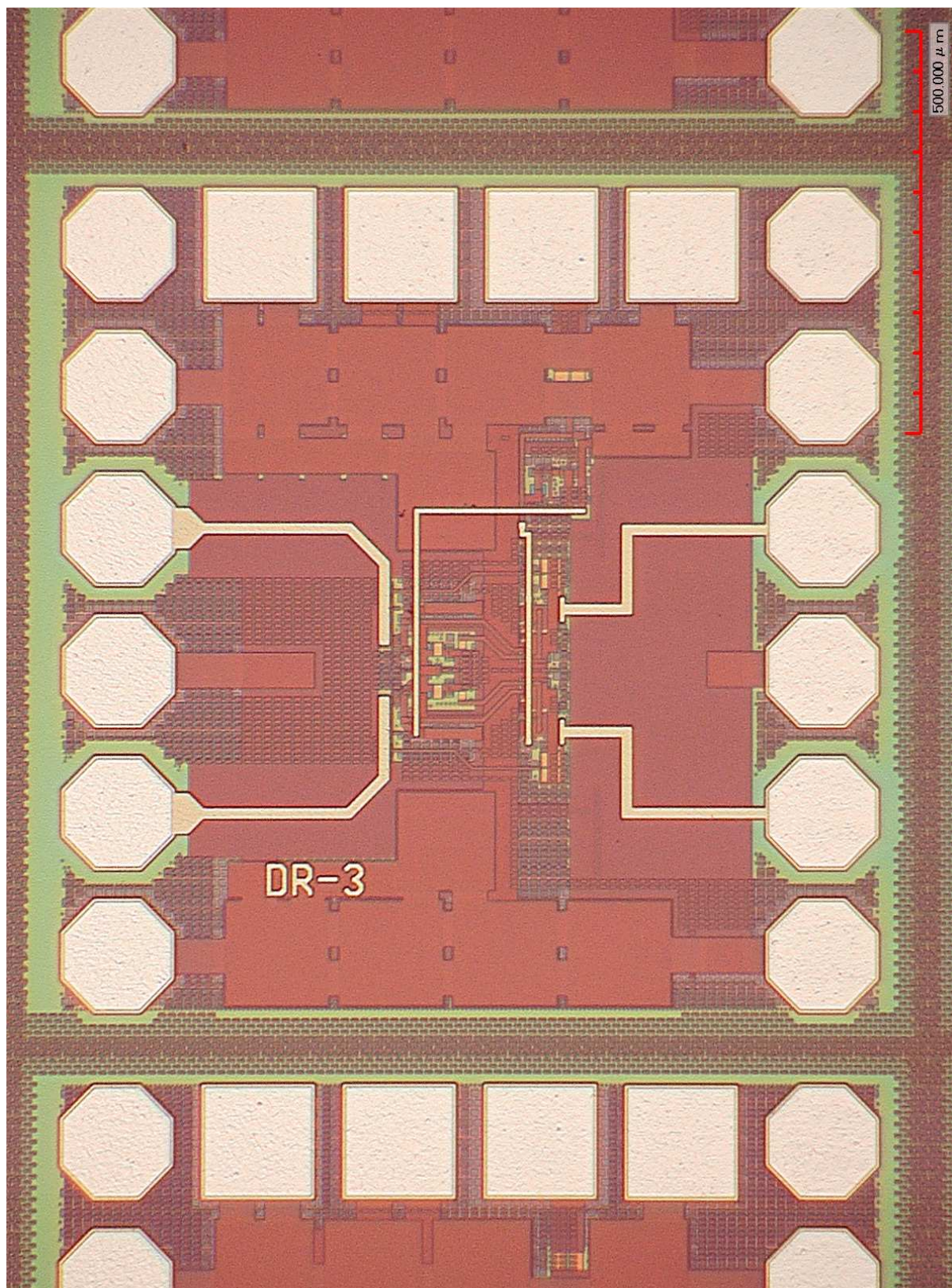


Рис. 3.30. Топология драйвера линий связи DR-3  
на базе операционного усилителя ОА-3  
(высокое разрешение)



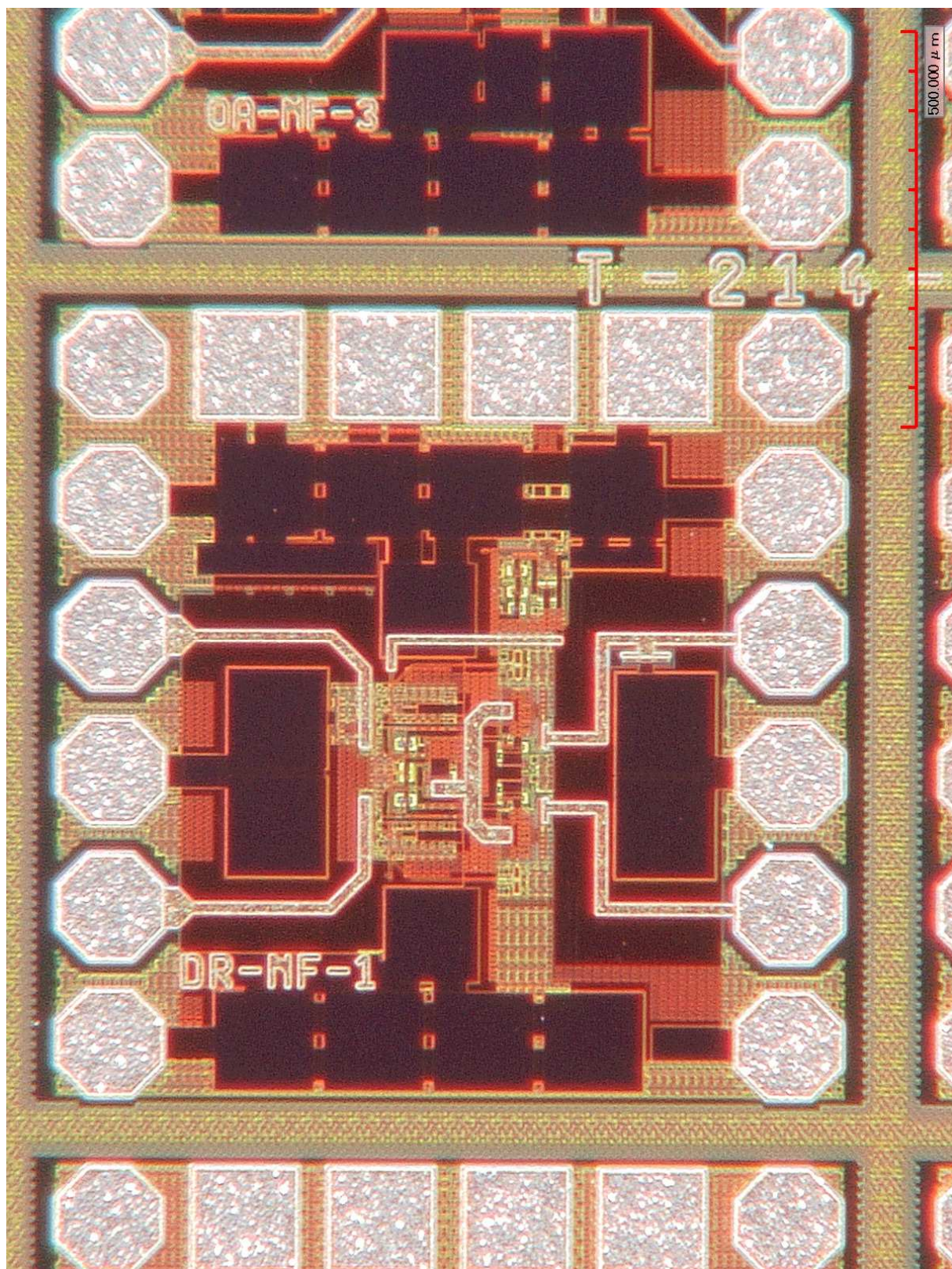


Рис. 3.31. Топология тестовой схемы DR-NF-1  
для измерения шумовых параметров драйвера DR-1  
(низкое разрешение)



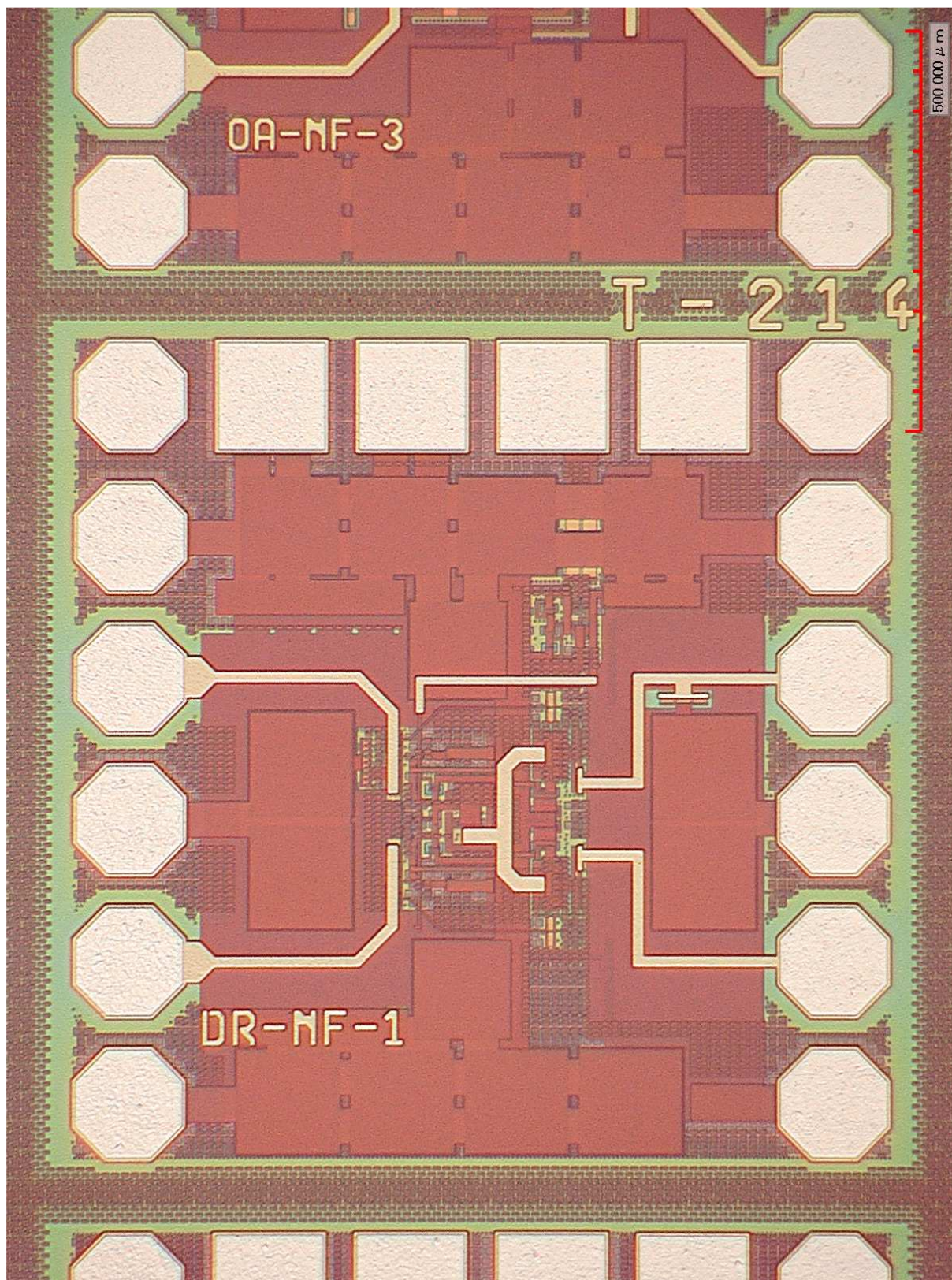


Рис. 3.32. Топология тестовой схемы DR-NF-1  
для измерения шумовых параметров драйвера DR-1  
(высокое разрешение)



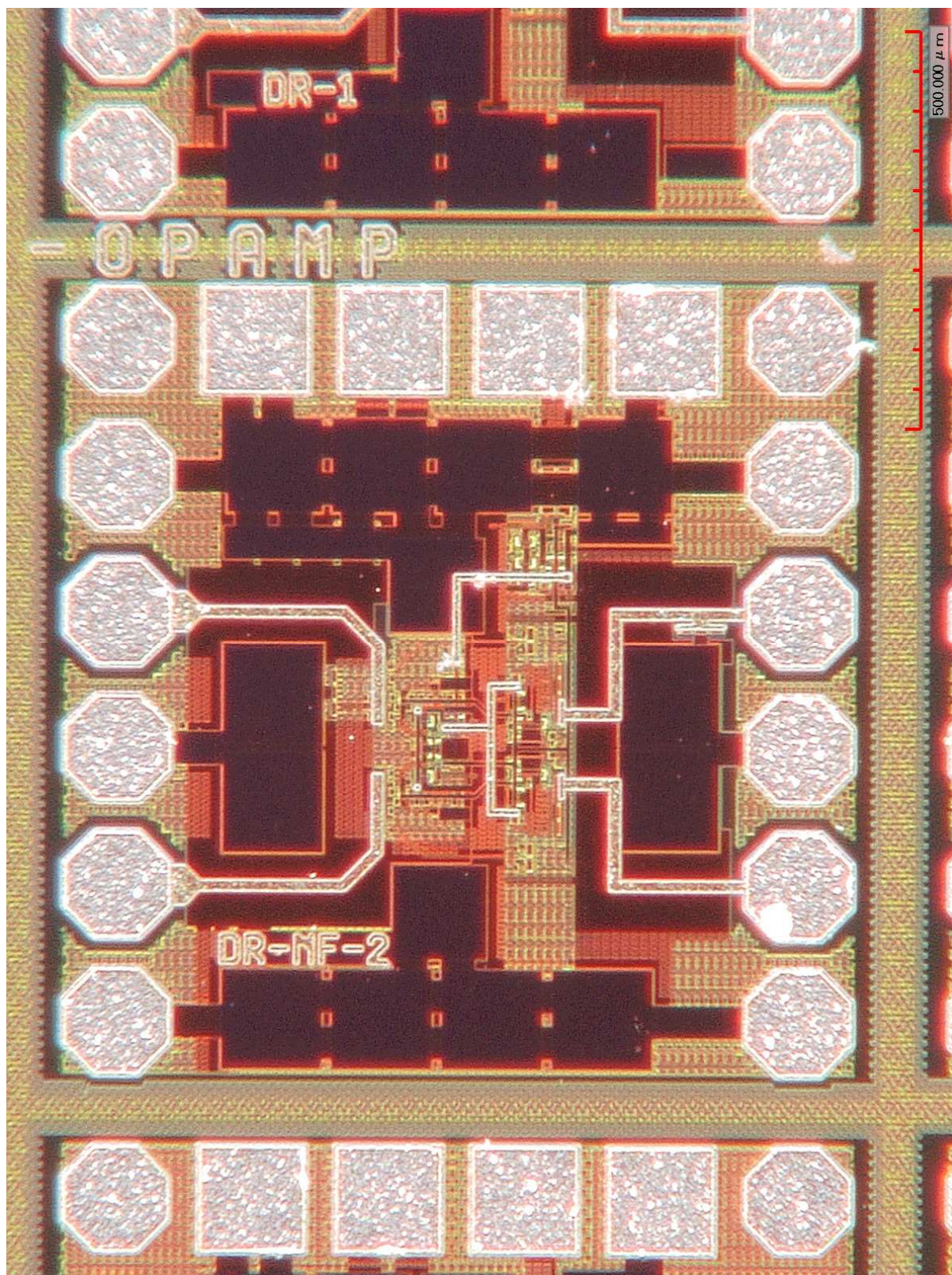


Рис. 3.33. Топология тестовой схемы DR-NF-2  
для измерения шумовых параметров драйвера DR-2  
(низкое разрешение)



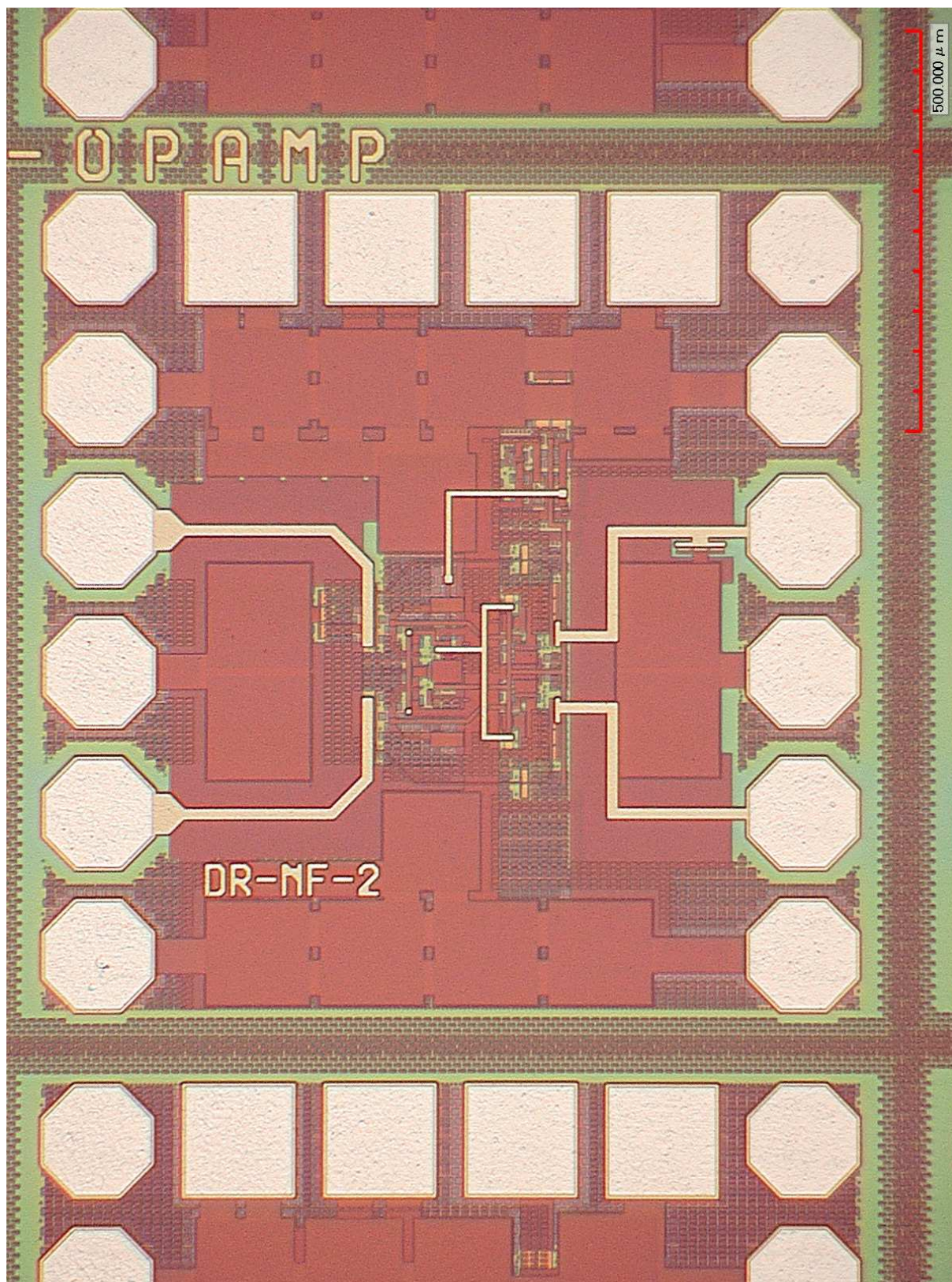


Рис. 3.34. Топология тестовой схемы DR-NF-2  
для измерения шумовых параметров драйвера DR-2  
(высокое разрешение)



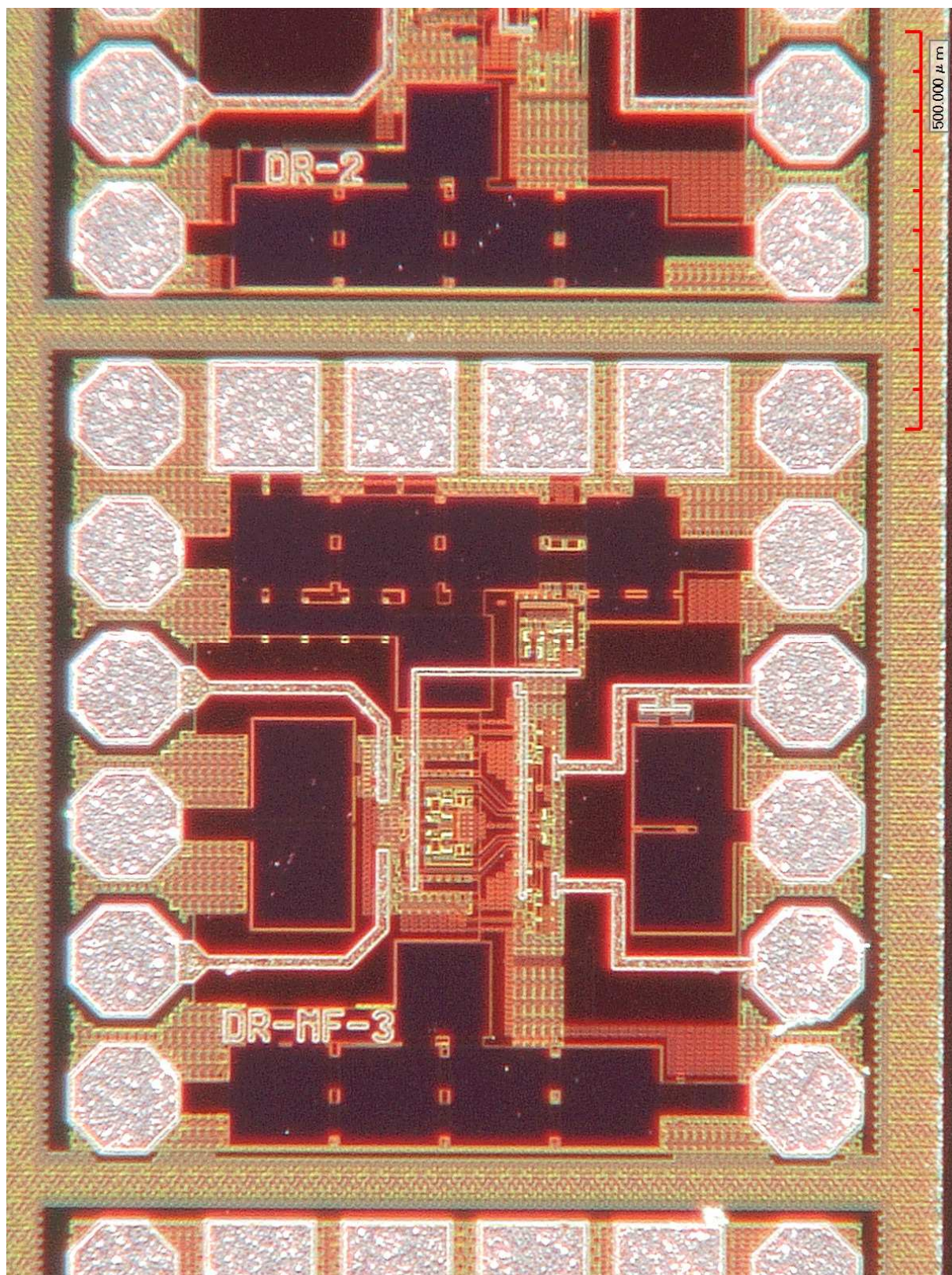


Рис. 3.35. Топология тестовой схемы DR-NF-3  
для измерения шумовых параметров драйвера DR-3  
(низкое разрешение)



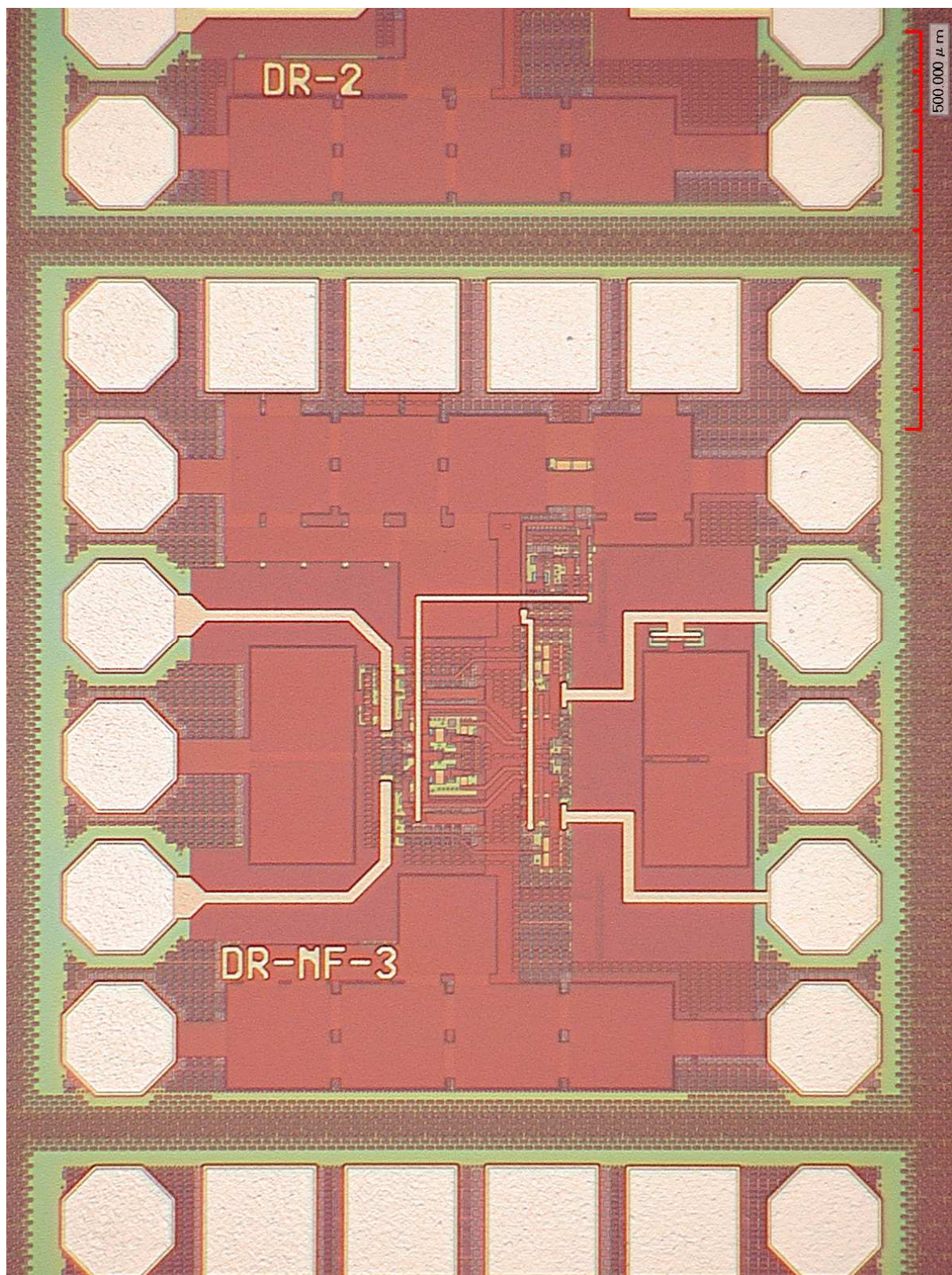


Рис. 3.36. Топология тестовой схемы DR-NF-3  
для измерения шумовых параметров драйвера DR-3  
(высокое разрешение)



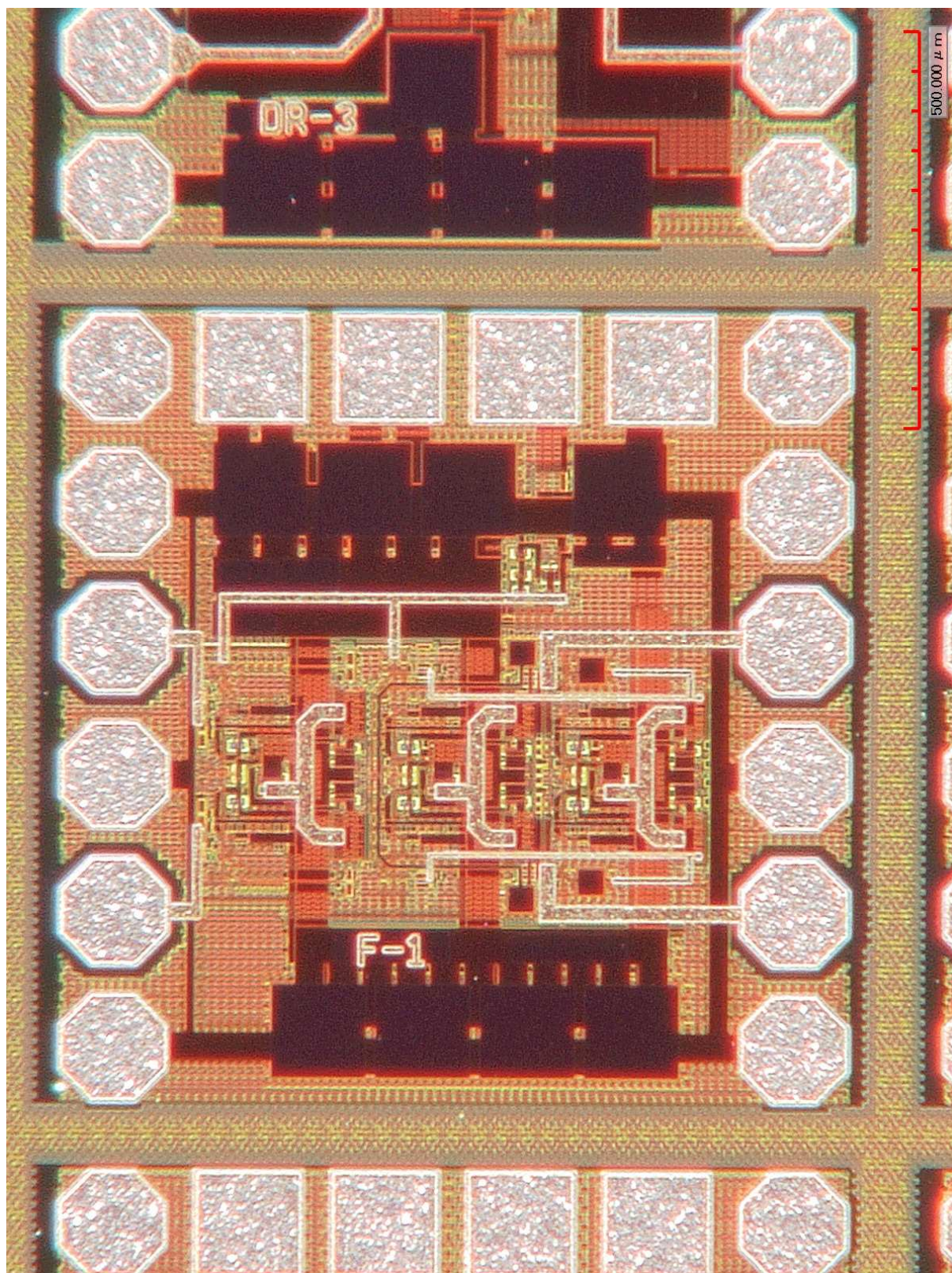


Рис. 3.37. Топология биквадратного полосового фильтра F-1  
на основе операционного усилителя ОА-1  
(низкое разрешение)



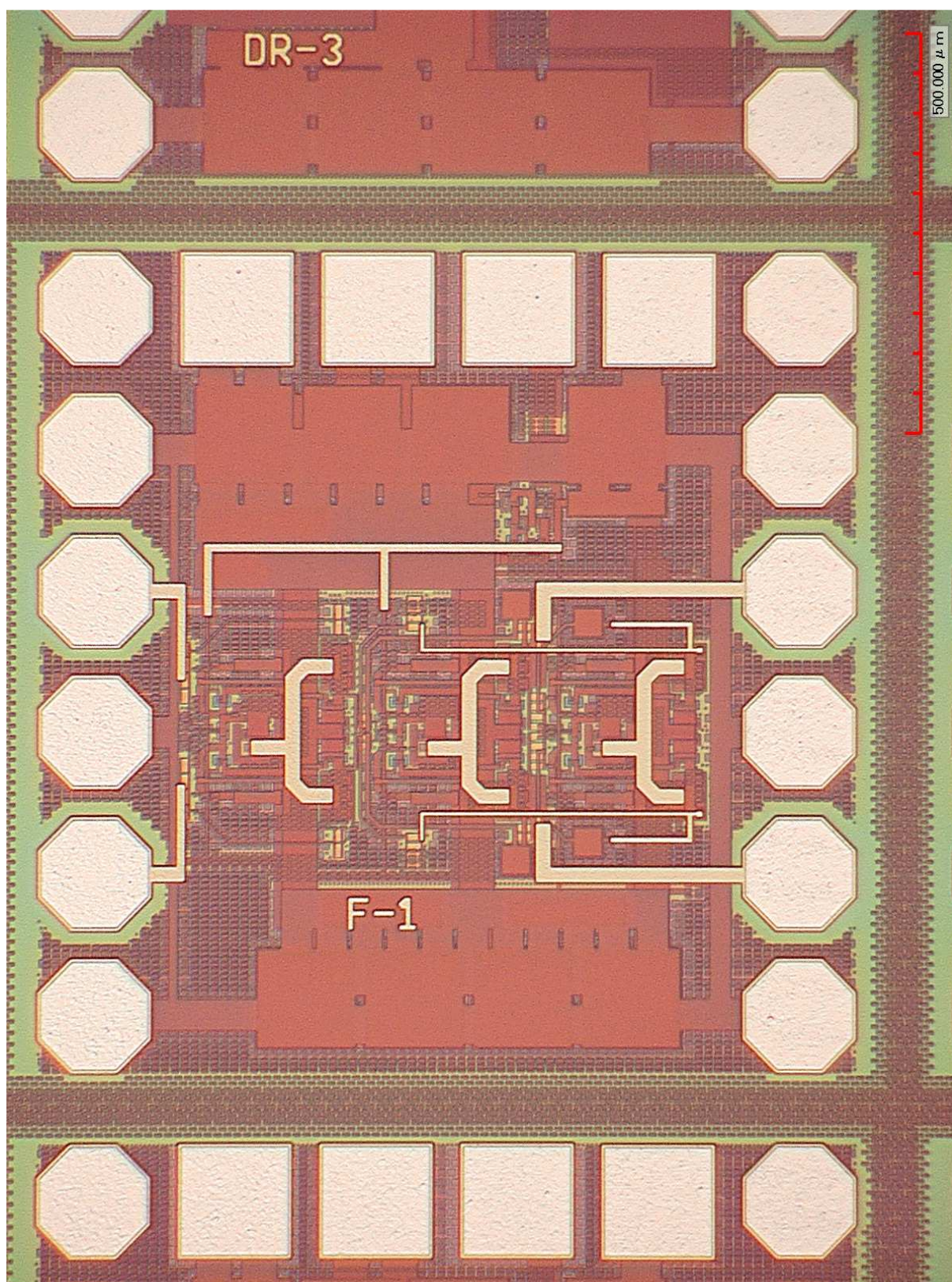


Рис. 3.38. Топология биквадратного полосового фильтра F-1  
на основе операционного усилителя ОА-1  
(высокое разрешение)



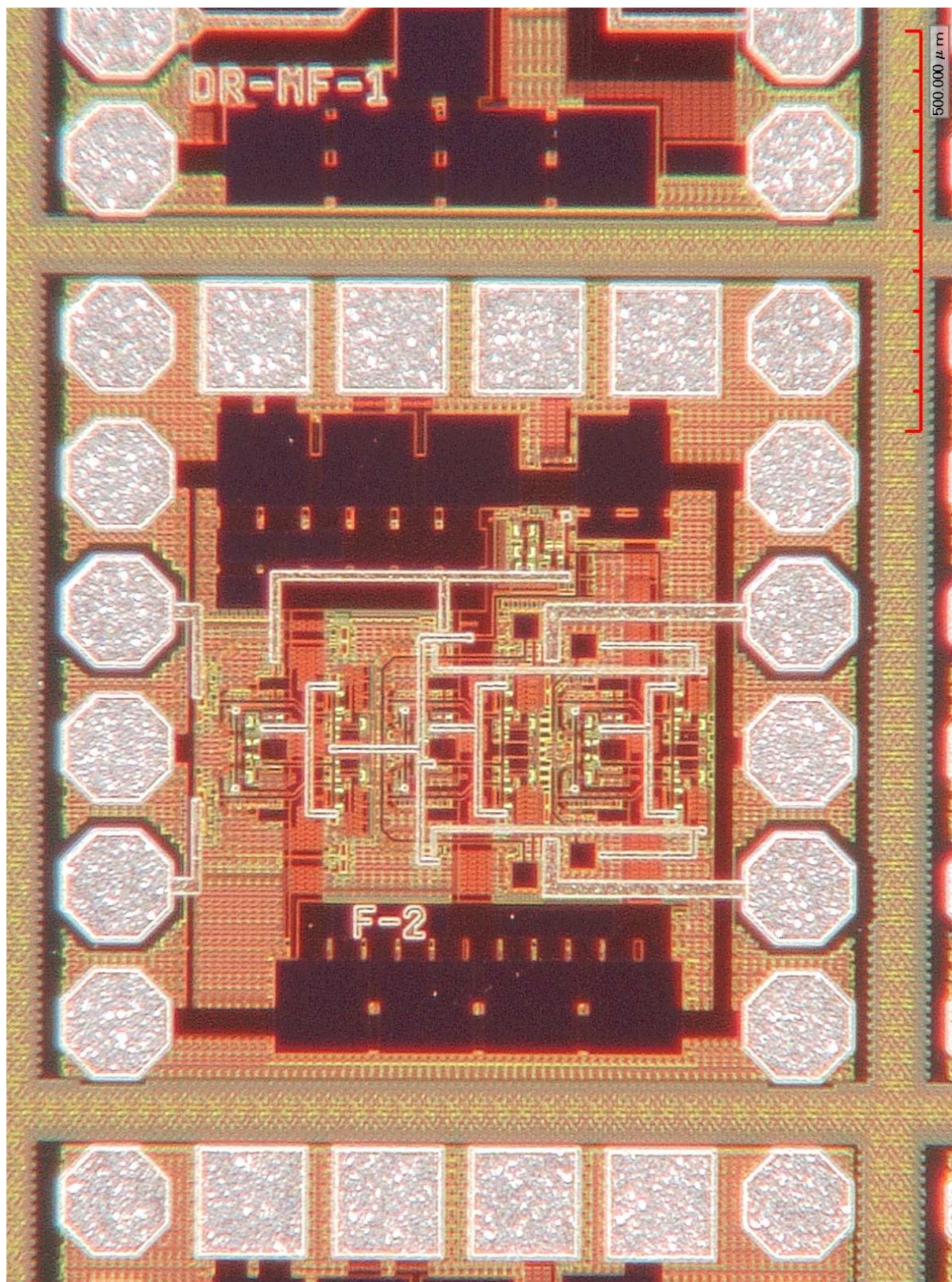


Рис. 3.39. Топология биквадратного полосового фильтра F-2  
на основе операционного усилителя ОА-2  
(низкое разрешение)



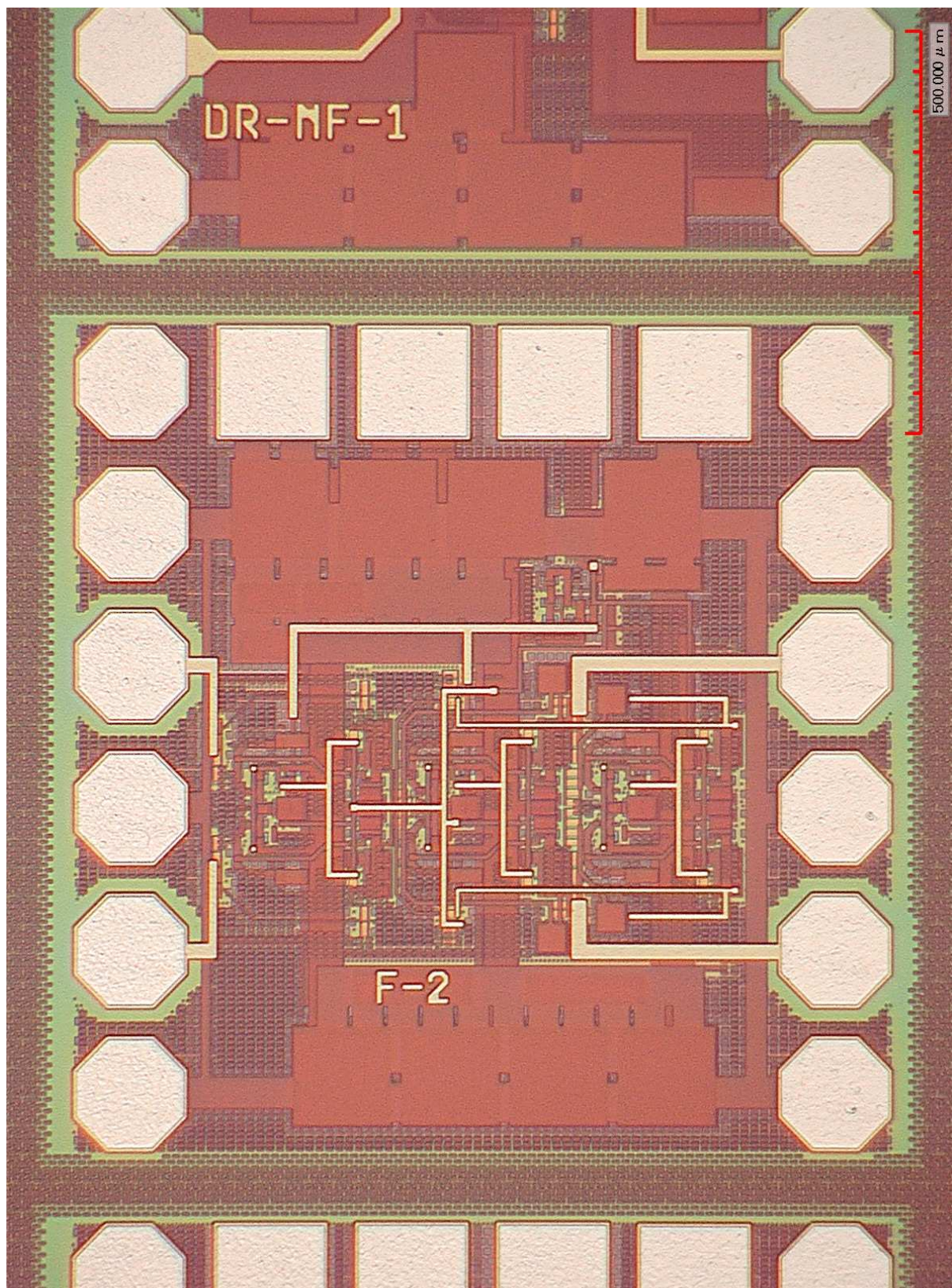


Рис. 3.40. Топология биквадратного полосового фильтра F-2  
на основе операционного усилителя ОА-2  
(высокое разрешение)



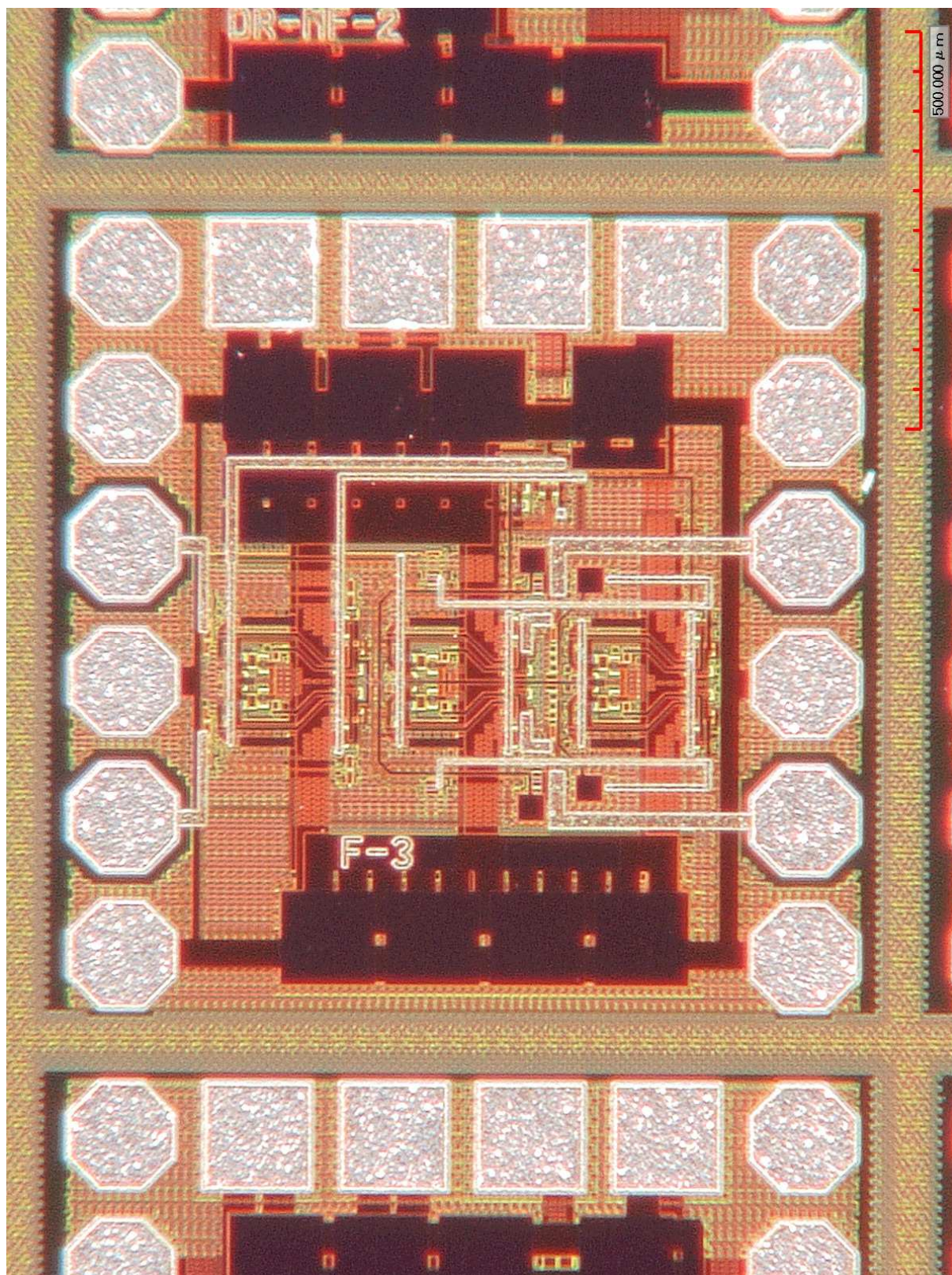


Рис. 3. 41. Топология биквадратного полосового фильтра F-3  
на основе операционного усилителя ОА-3  
(низкое разрешение)



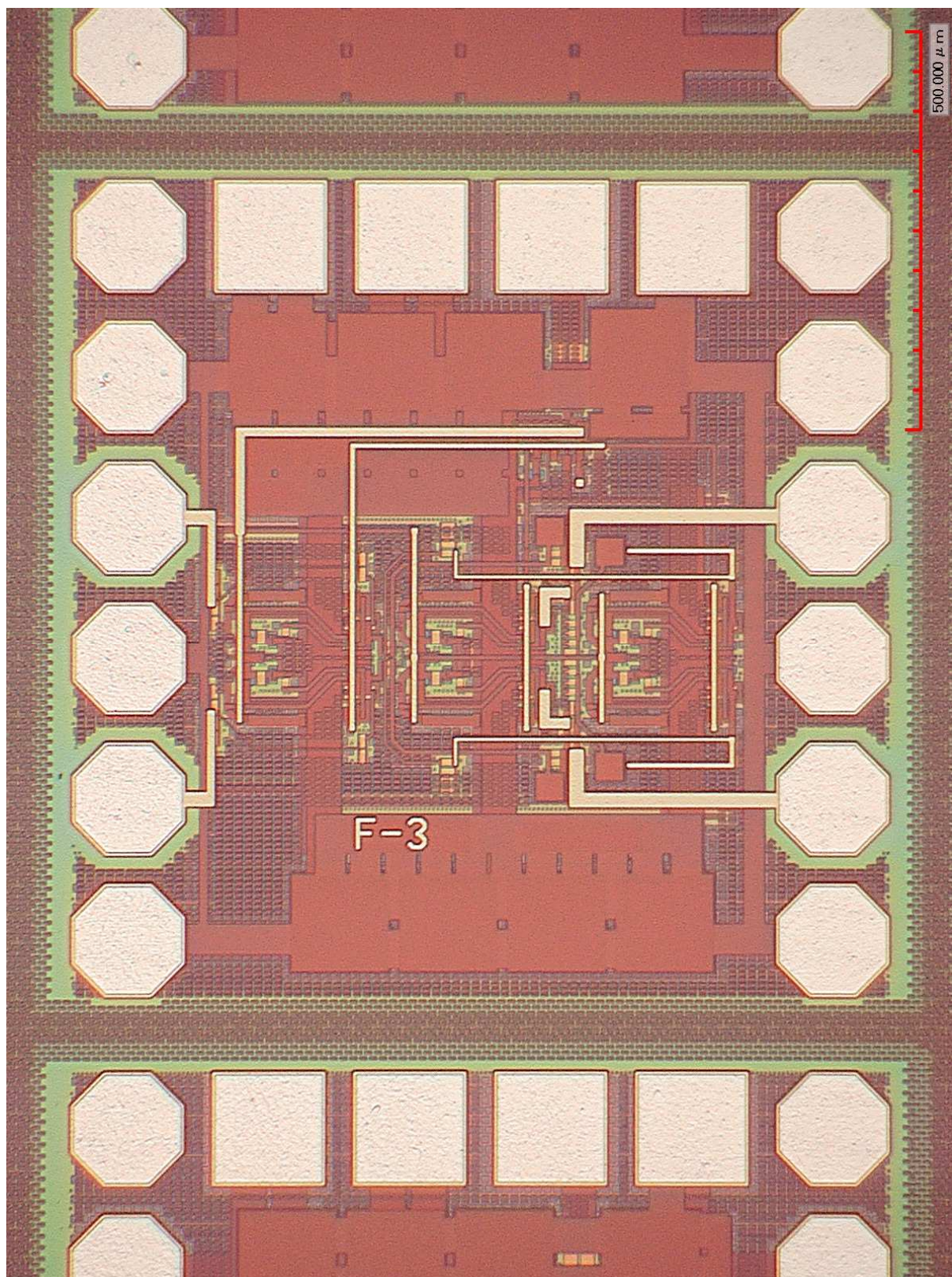


Рис. 3.42. Топология биквадратного полосового фильтра F-3  
на основе операционного усилителя ОА-3  
(высокое разрешение)



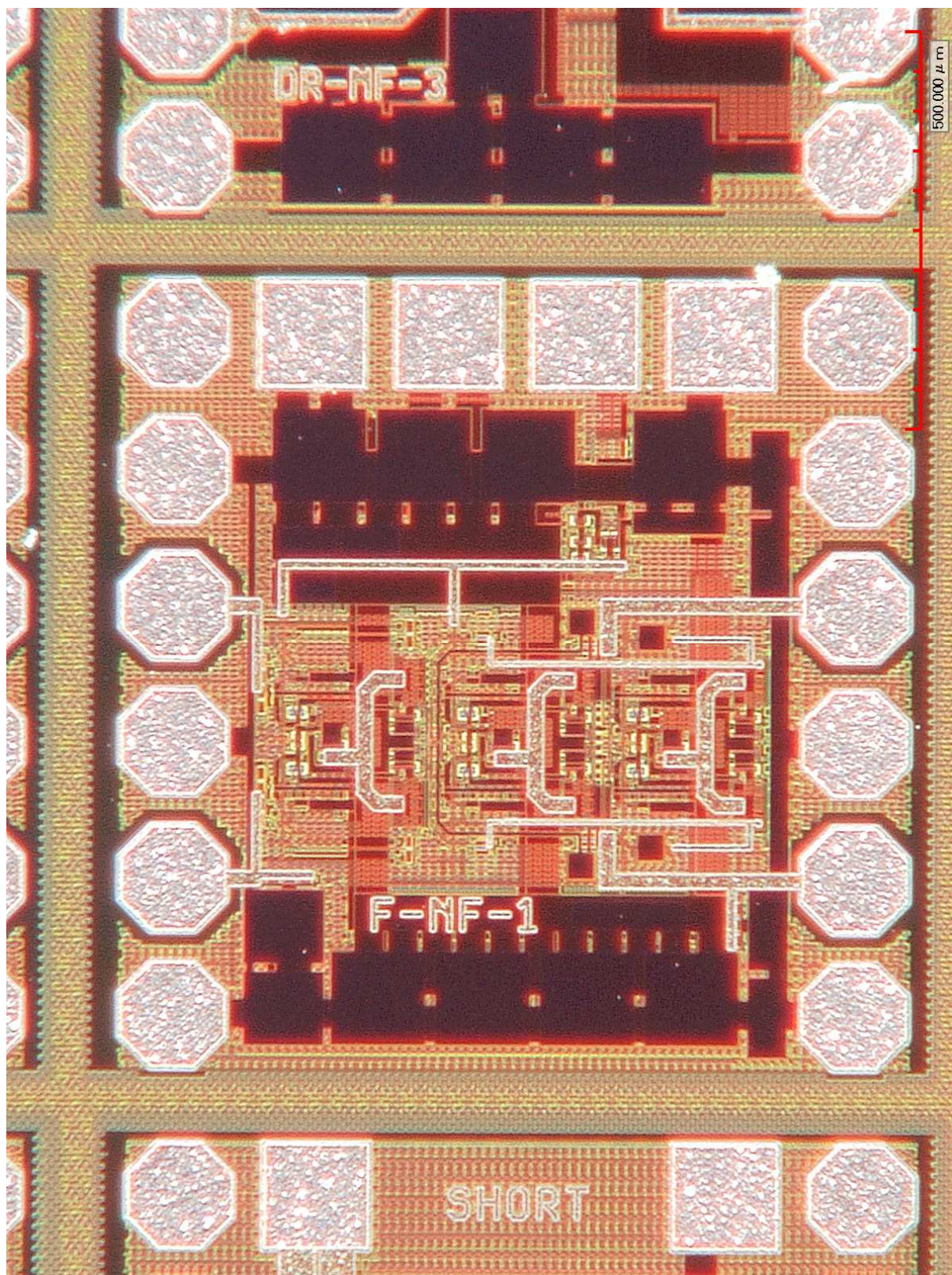


Рис. 3.43. Топология тестовой схемы F-NF-1 для измерения шумовых параметров биквадратного полосового фильтра F-1 (низкое разрешение)



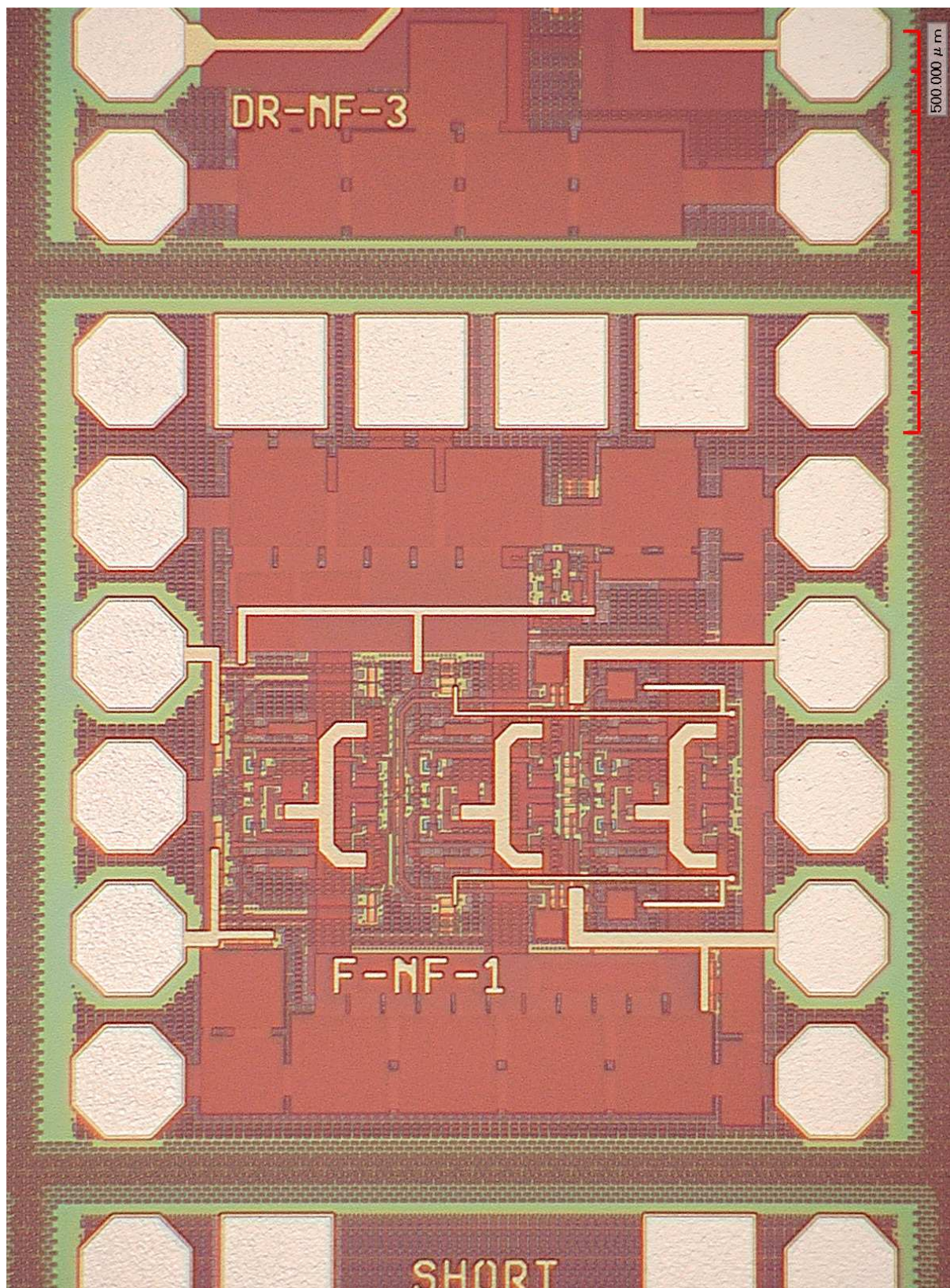


Рис. 3.44. Топология тестовой схемы F-NF-1 для измерения шумовых параметров биквадратного полосового фильтра F-1 (высокое разрешение)



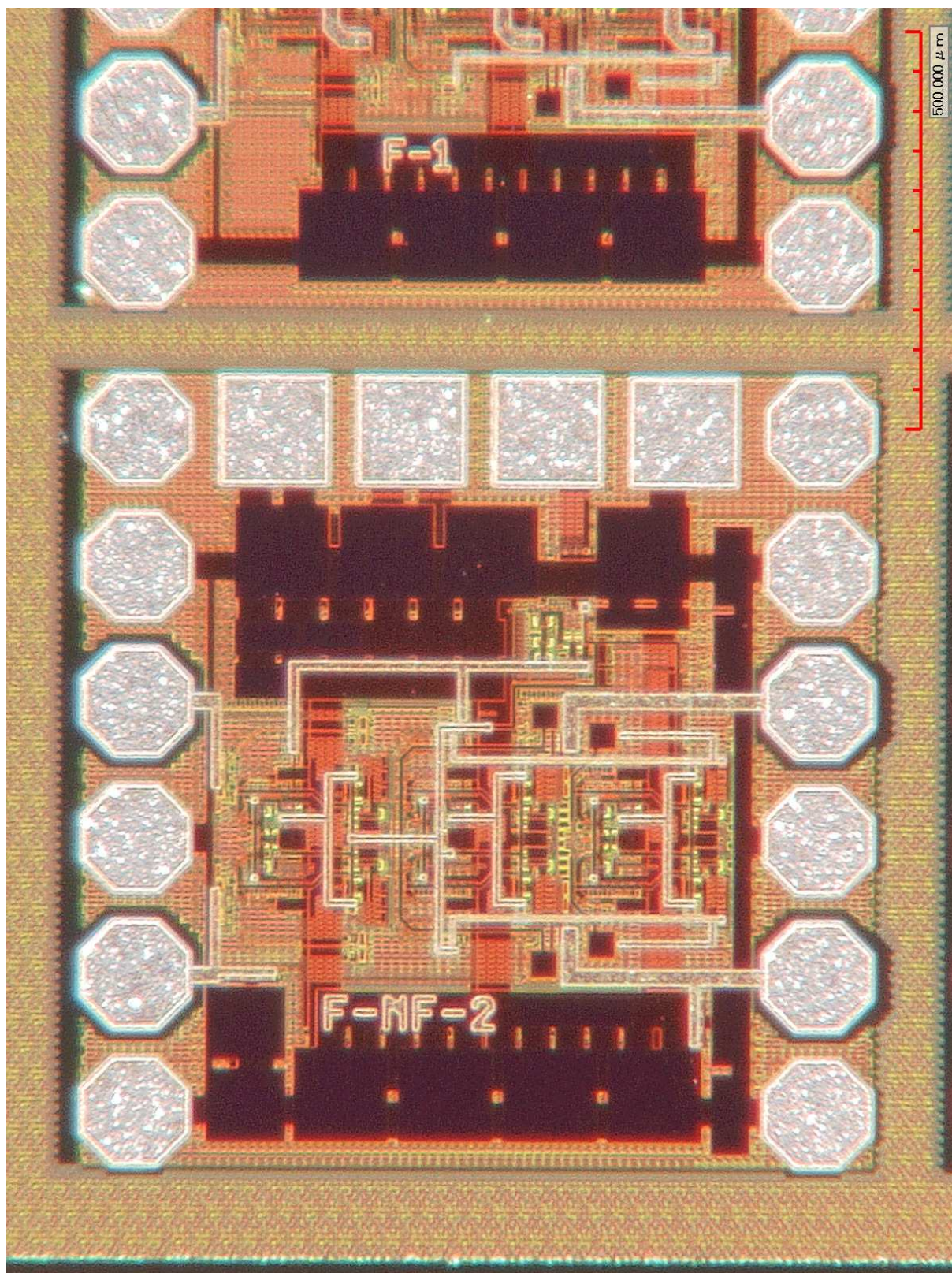


Рис. 3.45. Топология тестовой схемы F-NF-2 для измерения шумовых параметров биквадратного полосового фильтра F-2 (низкое разрешение)



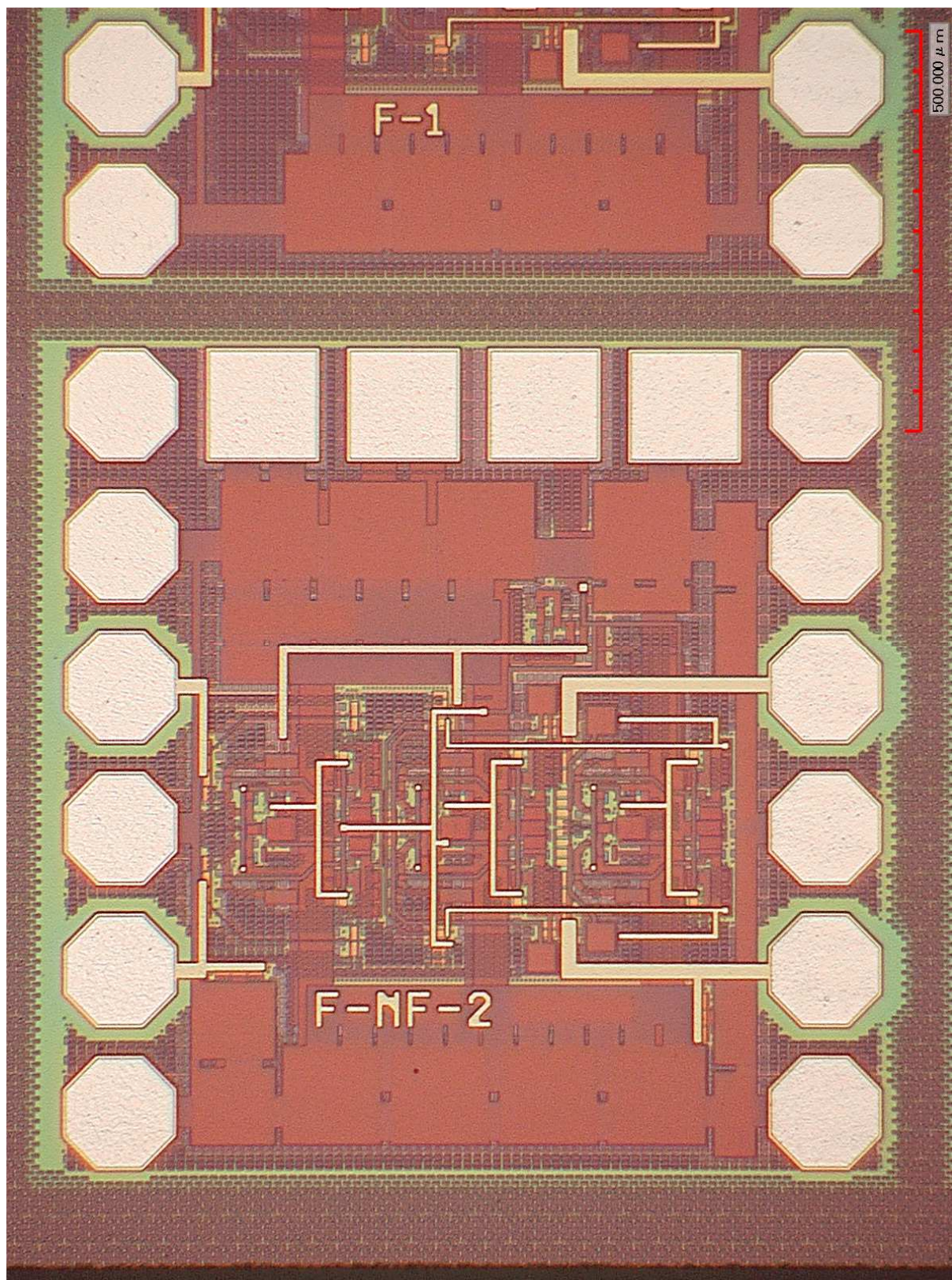


Рис. 3.46. Топология тестовой схемы F-NF-2 для измерения шумовых параметров биквадратного полосового фильтра F-2 (высокое разрешение)



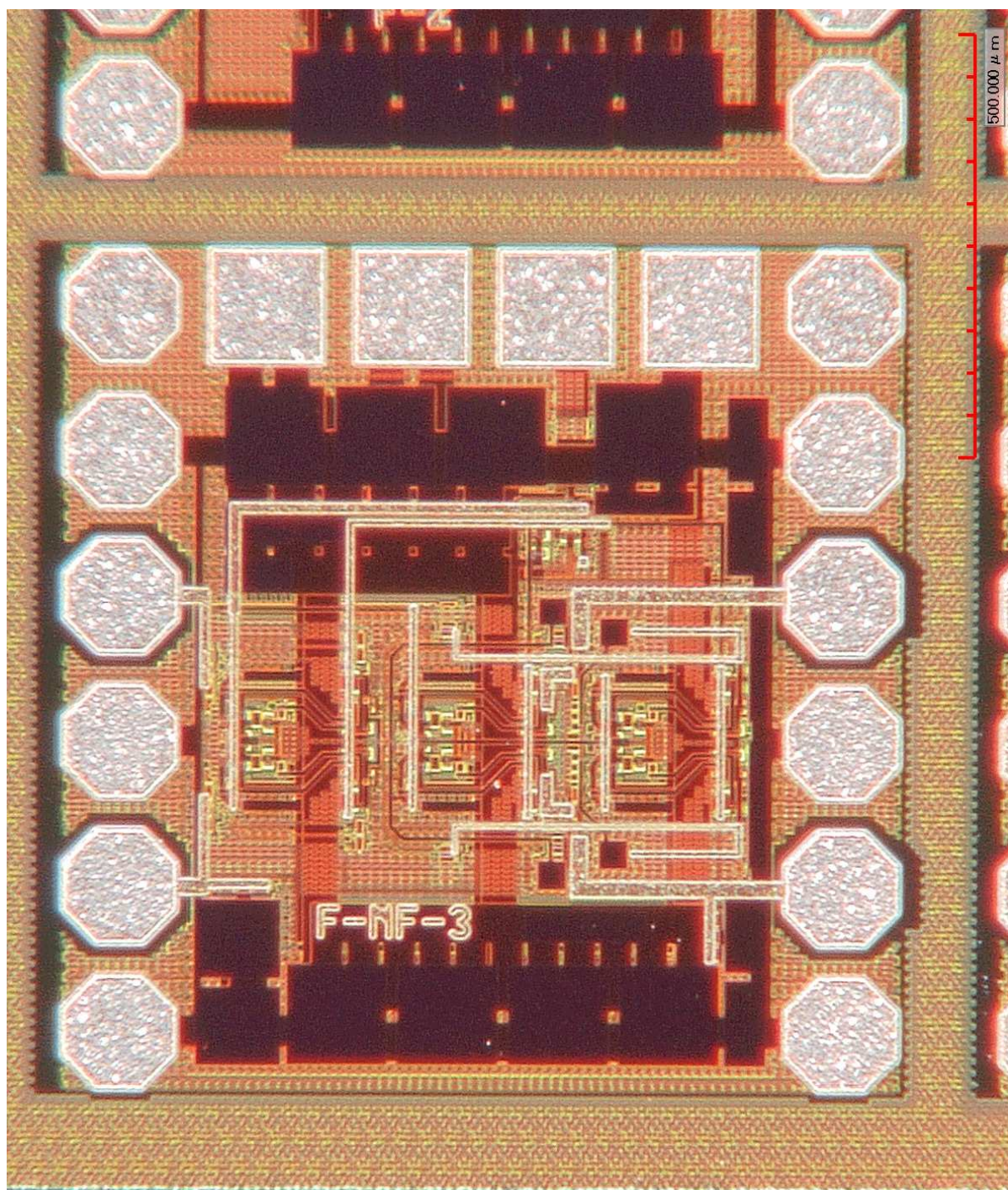


Рис. 3.47. Топология тестовой схемы F-NF-3 для измерения шумовых параметров биквадратного полосового фильтра F-3 (низкое разрешение)



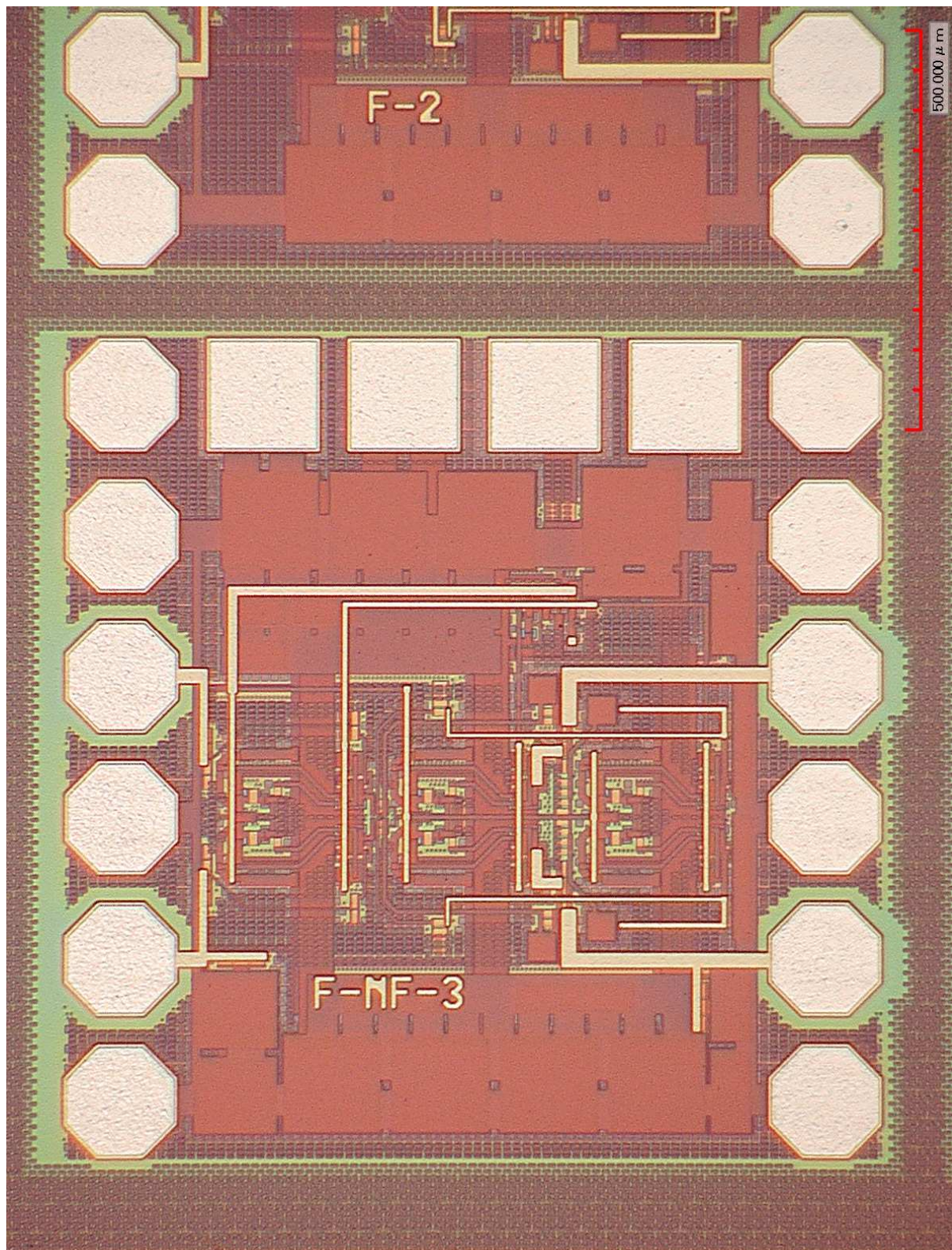


Рис. 3.48. Топология тестовой схемы F-NF-3 для измерения шумовых параметров биквадратного полосового фильтра F-3 (высокое разрешение)



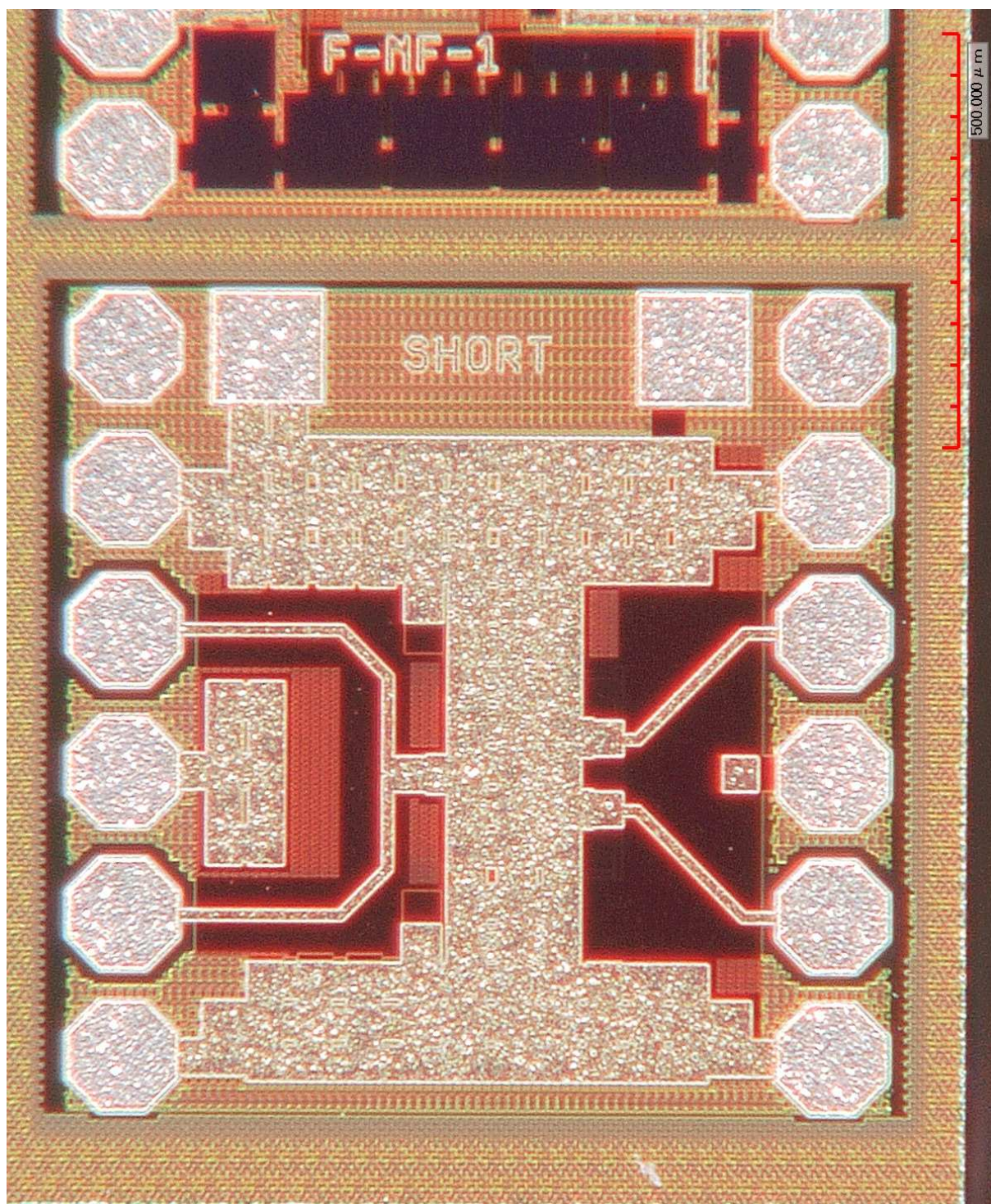


Рис. 3.49. Топология вспомогательного кристалла «SHORT»  
(низкое разрешение)



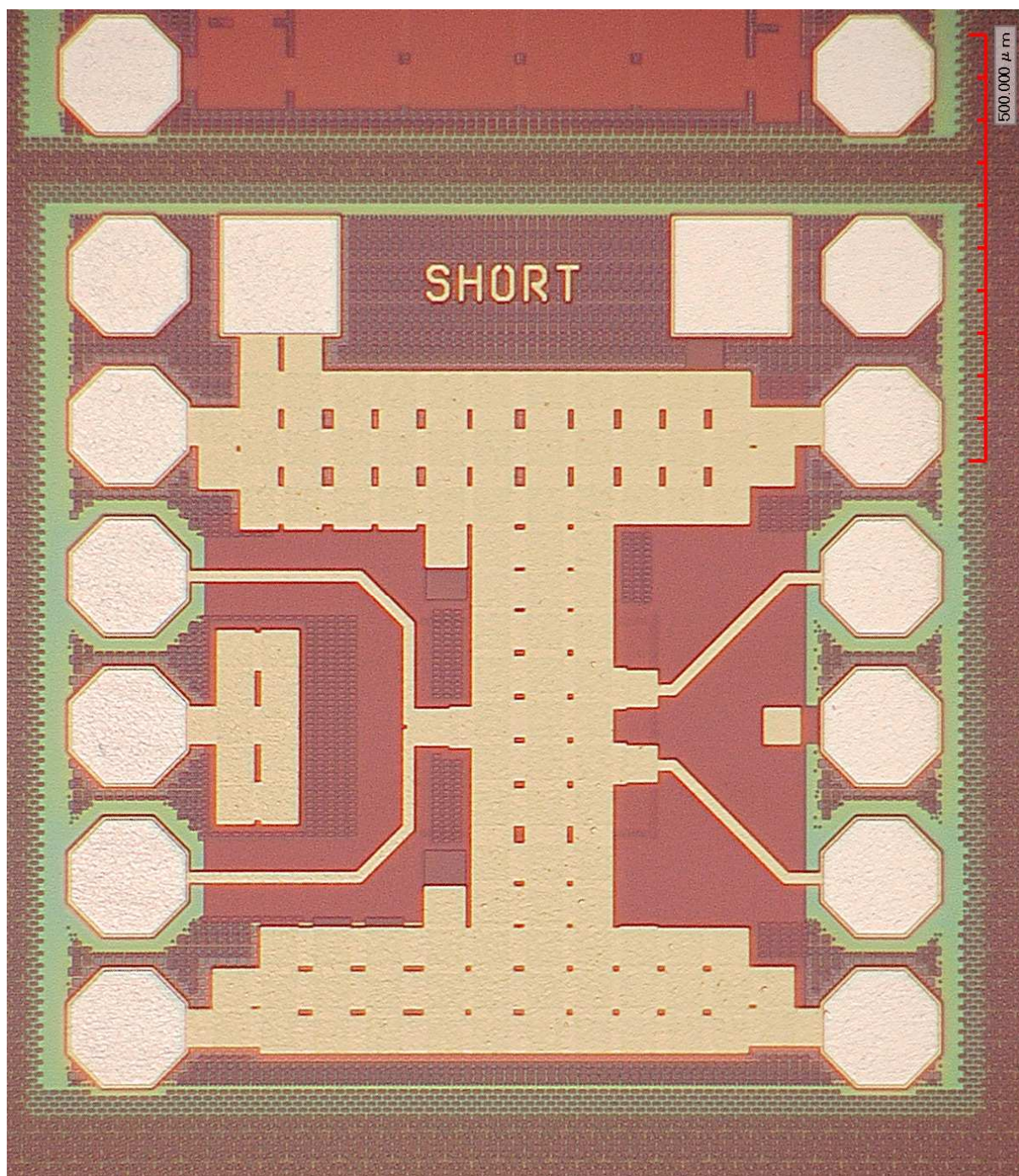


Рис. 3.50. Топология вспомогательного кристалла «SHORT»  
(высокое разрешение)



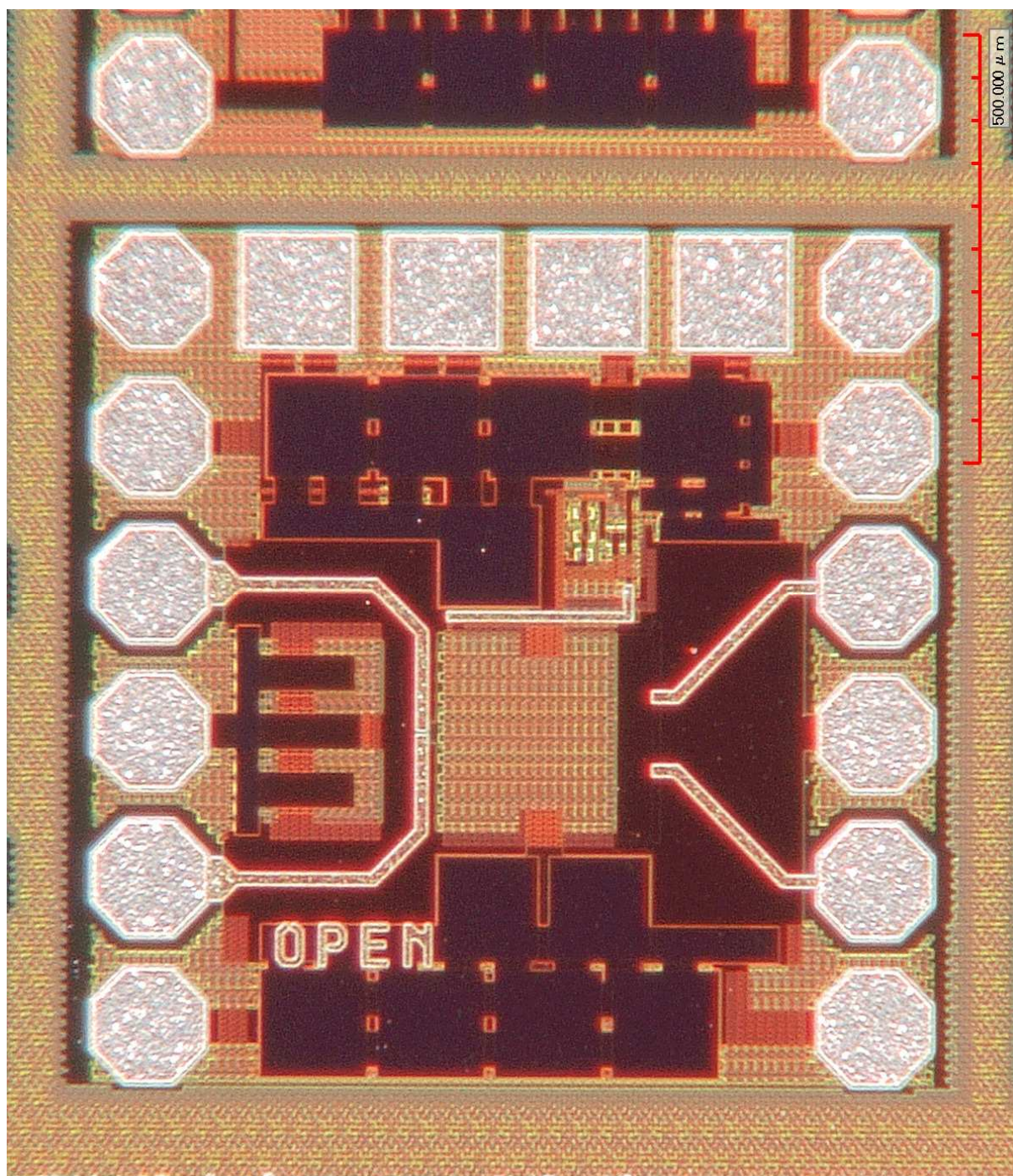


Рис. 3.51. Топология вспомогательного кристалла «OPEN»  
(низкое разрешение)



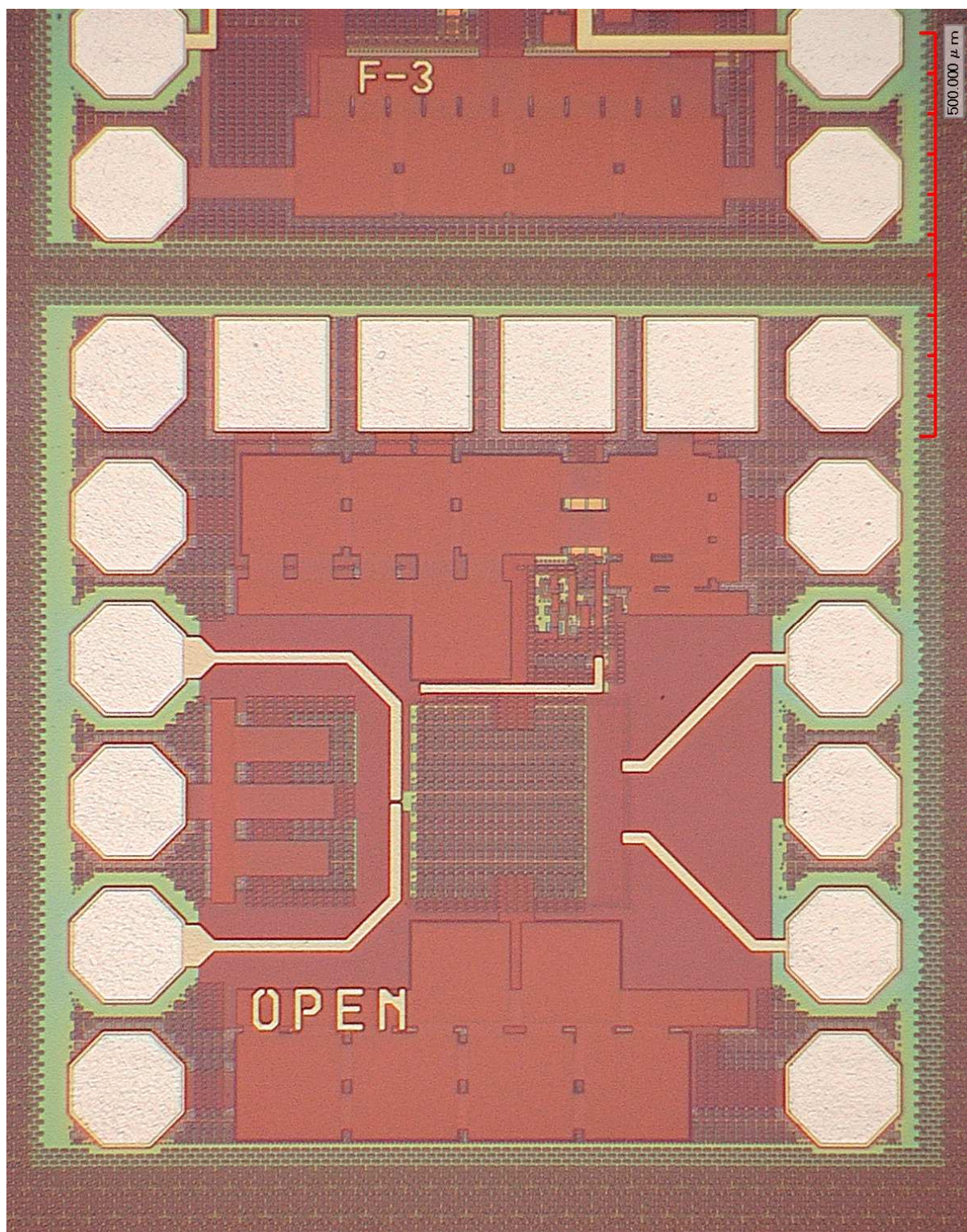


Рис. 3.52. Топология вспомогательного кристалла «OPEN»  
(низкое разрешение)



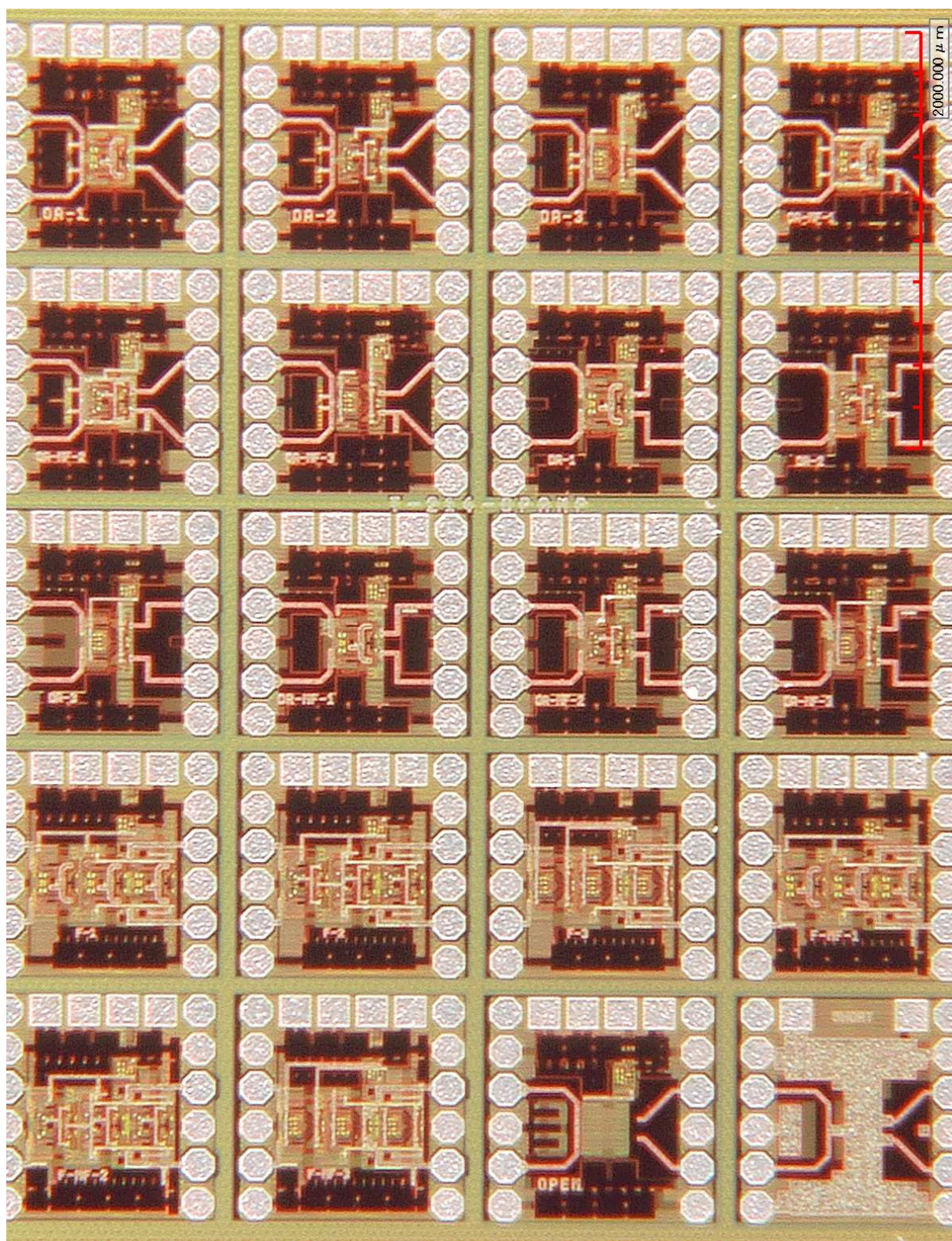


Рис. 3.53. Топология блока кристаллов 0\_T214\_bench\_WW



## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Рассмотрены вопросы проектирования операционных усилителей СВЧ диапазона. Показана возможность разработки комплементарного СВЧ ОУ с частотой единичного усиления 23 ГГц с напряжением питания 4 В и запасом по фазе 57°. Применение СВЧ ОУ продемонстрировано на примере полосового биквадратного фильтра с центральной частотой 2 ГГц и драйвера линии 50 Ом с полосой пропускания 24 ГГц. Разработана схемотехника СВЧ ОУ с напряжением питания 3 В в базисе 0,25 мкм SiGe комплементарного процесса.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Cressler, John D. SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications / John D. Cressler // IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. – VOL. 46, NO. 5. – MAY 1998.
2. Iyer, S.S. Silicon-germanium base heterojunction bipolar transistors by molecular beam epitaxy / S.S. Iyer, G.L. Patton, S.L. Delage, S. Tiwari, J. M.C. Stork // Tech. Dig. Int. Electron Device Meeting. – 1987. – P. 874–876.
3. Patton, G.L. Silicon-germanium-base heterojunction bipolar transistors by molecular beam epitaxy / G.L. Patton, S.S. Iyer, S.L. Delage, S. Tiwari, J. M.C. Stork // IEEE Electron Device Lett. – 1988. – Apr. – Vol. 9. – P. 165–167.
4. Dr. Tillack, Bernd. New Trends in SiGe Technology Carbon-doped heterojunction bipolar transistors enhancing the capability of SiGe technology / Dr. Bernd Tillack, H. Jörg Osten // Advanced Silicon, Unaxis Chip. – P. 33–35.
5. URL : [www.ihp-microelectronics.com](http://www.ihp-microelectronics.com)
6. Carter, Bruce. Using high-speed op amps for high-performance RF design. Part 1 / Bruce Carter // Сайт корпорации Texas Instruments, 2Q, 2002. – URL : <http://focus.ti.com/lit/an/slyt121/slyt121.pdf>, свободный.
7. Carter, Bruce. Using high-speed op amps for high-performance RF design. Part 2 / Bruce Carter // Сайт корпорации Texas Instruments, 3Q, 2002. – URL : <http://focus.ti.com/lit/an/slyt112/slyt112.pdf>, свободный.
8. National Semiconductor Application Note OA-11, A Tutorial on Applying OpAmps to RF Applications [Электронный ресурс] / Сайт компании National Semiconductor. – 1993. – September. – URL : <http://www.national.com/an/OA/OA-11.pdf>, свободный.
9. Budyakov, A. Design of Fully Differential OpAmps for GHz Range Applications / A. Budyakov, K. Schmalz, N. Prokopenko, C. Scheytt, P. Ostrovsky // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : сб. матер. Междунар. науч.-практ. семинара. Ч. 1 / ЮРГУЭС. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – С. 106–110.
10. Спецификации микросхем ths4302, ths4303 / Сайт корпорации Texas Instruments. – URL : [www.ti.com](http://www.ti.com), свободный.
11. Voinigescu, S.P. Design Methodology and Applications of SiGe BiCMOS Cascode Opamps with up to 37-GHz Unity Gain Bandwidth / S.P. Voinigescu et al. // IEEE CSICS, Techn. Digest. – 2005. – Nov. – P. 283–286.



12. Voinigescu, S.P. SiGe BiCMOS for Analog, High-Speed Digital and Millimetre-Wave Applications Beyond 50 GHz [Text] / S.P. Voinigescu et al. // IEEE BCTM. – 2006. – Oct. – P. 1–8.
13. Спецификации микросхем AD8003, AD8045 / Сайт корпорации Analog Devices. – URL : [www.analog.com](http://www.analog.com), свободный.
14. Немудров, В.Г. Системы на кристалле. Проектирование и развитие / В.Г. Немудров, Г. Мартин. – М. : Техносфера, 2004. – 216 с.
15. Abrie, P.L.D. Design of RF and microwave amplifiers and oscillators / P.L.D. Abrie. – London-Boston : Artech House, 2000. – P. 480.
16. Карсон, Р. Высокочастотные усилители / Р. Карсон ; пер. с англ. ; под ред. В.П. Магнушевского. – М. : Радио и связь, 1981. – 216 с.
17. Johns, D. Analog Integrated Circuit Design / D. Johns, K. Martin. – Wiley & Sons, 1997. – 720 p.
18. Cressler, John D. SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications / John, D. Cressler, // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1998. – May. – Vol. 46, NO. 5.
19. Pozela, J. Physics of High-Speed Transistors / J. Pozela. – Springer; 1 edition, 1993. – 355 p.
20. Huijsing, Johan H. Operational Amplifiers: Theory and Design / Johan H. Huijsing. – Springer, 2000. – 484 p.
21. Ivanov, V.V. Operational amplifier speed and accuracy improvement. Analog Circuit Design with Structural Methodology / V.V. Ivanov, I.M. Filanovsky. – Kluwer Academic Publishers, 2004. – 210 p.
22. Carter, Bruce. Using high-speed op amps for high-performance RF design. Part 1, (2Q 2002) / Bruce Carter. – URL : <http://focus.ti.com/lit/an/slyt121/slyt121.pdf>
23. Carter, Bruce. Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 2, (3Q 2002) / Bruce Carter. – URL : <http://focus.ti.com/lit/an/slyt112/slyt112.pdf>
24. National Semiconductor Application Note OA-11, A Tutorial on Applying OpAmps to RF Applications, (September, 1993). – URL : <http://www.national.com/an/OA/OA-11.pdf>
25. Voinigescu, S.P. Design Methodology and Applications of SiGe BiCMOS Cascode Opamps with up to 37-GHz Unity Gain Bandwidth / S.P. Voinigescu et al. // IEEE CSICS, Techn. Digest. – 2005. – Nov. – P. 283–286.
26. Voinigescu, S.P. SiGe BiCMOS for Analog, High-Speed Digital and Millimetre-Wave Applications Beyond 50 GHz / S.P. Voinigescu et al. // IEEE BCTM. – 2006. – Oct. – P. 1–8.

27. Heinemann, B. Complementary SiGe BiCMOS / B. Heinemann et al.  
// Electrochemical Society Proceeding. – 2004. – Vol. 07. – P. 25–31.
28. Internal IHP GmbH report.
29. Huijsing, Johan H. Operational Amplifiers: Theory and Design / Johan H. Huijsing. – 2000. – Springer, P. 205–206.
30. Johns, D. Analog Integrated Circuit Design / D. Johns and K. Martin  
// John Wiley & Sons. – 1997. – P. 50–61 ; P. 154–156.
31. Prokopenko, N.N. Architecture and Circuit Engineering of Precision Differential Amplifiers with Increased Common-Mode Rejection / N.N. Prokopenko et al. // Proc. IEEE ICCSC. – 2006. – July. – P. 159–164.
32. Texas Instruments Application Note SLOA064 / A Differential Op-Amp Circuit Collection (July, 2001). – URL :  
<http://focus.ti.com/lit/an/sloa064/sloa064.pdf>
33. [www.ti.com](http://www.ti.com), Руководство по применению, AN sloa013a.



## **ПРИЛОЖЕНИЕ А**













## **ПРИЛОЖЕНИЕ Б**











## **ПРИЛОЖЕНИЕ В**











































*Учебное издание*

**СВЧ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ОА-1÷ОА-3  
НА ОСНОВЕ ТЕХПРОЦЕССА SG25H2  
И ИХ ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ  
В СИСТЕМАХ СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

**Учебно-методическое пособие**

**БУДЯКОВ А.  
SCHMALZ К.  
ПРОКОПЕНКО Н. и др.**

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД № 06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС.

Подписано в печать 19.02.10 г.

Формат бумаги 60х84/16. Усл. печ. л. 6,6. Тираж 65 экз. Заказ № 114.

ПЛД № 65-175 от 05.11.99 г.

Типография Издательства ЮРГУЭС.

346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147



