

Симметрирующий малошумящий усилитель для систем сверхширокополосной радиосвязи

Е.В. Балашов, А.С. Коротков

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, balashov_ev@mail.ru

Аннотация — В работе представлен малошумящий симметрирующий усилитель для систем сверхширокополосной радиосвязи, и предложены схемотехнические решения, позволяющие расширить рабочую полосу частот усилителя. В первый каскад усилителя для расширения полосы частот согласования по входу введена двойная отрицательная обратная связь: индуктивная последовательная по току и резистивная параллельная по напряжению. Цепь нагрузки первого каскада усилителя построена в виде параллельного и последовательного резонансных контуров для расширения полосы частот усиления. Для преобразования небалансного сигнала в балансный используется второй каскад. Микросхема усилителя изготовлена на фабрике УМС по КМОП-технологии с минимальным разрешением 180 нм. Коэффициент усиления по напряжению изготовленной микросхемы составил 9,7 дБ, коэффициент отражения меньше минус 10 дБ, полоса рабочих частот занимает полосу от 2,5 ГГц до 7,5 ГГц. Коэффициент шума находится в пределах от 5,4 дБ до 7 дБ во всем диапазоне частот. Первый каскад усилителя потребляет 4,2 мА от источника 1,8 В, второй – 12 мА.

Ключевые слова — малошумящий усилитель, симметрирующий усилитель, КМОП, сверхширокополосная радиосвязь.

I. ВВЕДЕНИЕ

В системах сверхширокополосной (СШП) радиосвязи (ultrawide band) используются сигналы с широкой полосой частот от 3,1 ГГц до 10,6 ГГц. За счет использования радиоимпульсов достигается высокая скорость при передаче данных на короткие дистанции и уменьшение энергопотребления по сравнению с традиционными узкополосными системами связи. Одной из перспективных технологий для реализации СШП приемопередающего устройства является КМОП-технология [1]. Применение КМОП-технологии позволяет разместить на одном кристалле высокочастотную, аналоговую и цифровую части приемопередающего устройства, что позволяет реализовать концепцию «система на кристалле». Реализация концепции «система на кристалле» позволяет снизить стоимость устройства за счет повышения степени интеграции [2]. Одним из основных блоков приемного устройства является малошумящий усилитель (МШУ). Малошумящий усилитель в значительной степени определяет коэффициент шума приемного устройства и обеспечи-

вает согласование импедансов по входу. Проектирование МШУ заключается в решении оптимизационной задачи для достижения компромисса между различными характеристиками усилителя, такими как энергопотребление, согласование по входу, динамический диапазон.

В статье описывается широкополосный малошумящий усилитель, который построен с использованием новых схемотехнических решений, позволяющих расширить рабочую полосу усилителя. Согласование в широкой полосе частот достигается посредством введения в усилитель на транзисторе с включением по схеме с общим истоком двойной отрицательной обратной связи: последовательной индуктивной по току и параллельной резистивной по напряжению. Расширение полосы усиления достигается за счет цепи нагрузки, которая реализована в виде параллельного резонансного контура с дополнительным параллельным включением последовательного резонансного контура. Усилитель является симметрирующим, т.е. имеет небалансный вход и балансный выход. Во втором разделе статьи представлены основные схемотехнические решения усилителей для широкополосной радиосвязи. В третьем разделе приведено описание разработанного широкополосного симметрирующего усилителя. В четвертом разделе приведены результаты моделирования и эксперимента. Статья заканчивается заключением и обсуждением результатов.

II. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОСВЯЗИ

A. Схемотехника широкополосных МШУ

Усилитель должен обеспечивать согласование с сопротивлением источника сигнала R_s (обычно равным 50 Ом) и высокий коэффициент усиления по напряжению A_v . Поскольку КМОП усилитель обычно используется в приемниках с переносом на низкую промежуточную частоту, выход усилителя непосредственно соединен со следующим каскадом приемника (например, смесителем). Смеситель обычно имеет входной импеданс с высоким активным сопротивлением. Таким образом, согласование усилителя по выходу не требуется. Проблема согласования входного импе-

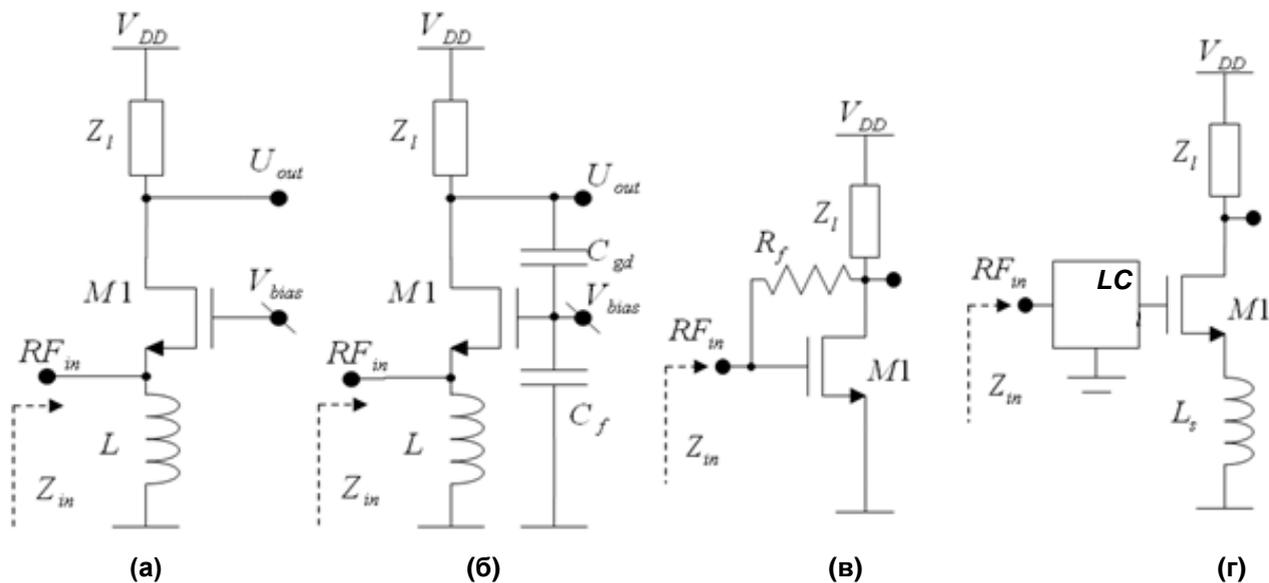


Рис. 1. Усилитель на транзисторе с включением по схеме: а) с общим затвором без обратной связи, в) с общим затвором с отрицательной последовательной обратной связью по напряжению; усилитель на транзисторе с включением по схеме: в) с общим истоком с резистивной отрицательной параллельной обратной связью по напряжению г) с общим истоком с индуктивной отрицательной последовательной обратной связью по току

данса может быть решена с использованием обратной связи и/или цепей согласования. Для достижения высокого коэффициента усиления по напряжению используются цепи нагрузки различного вида, что позволяет достичь высокого коэффициента усиления по напряжению без дополнительных затрат потребляемой мощности за счет эффективного преобразования выходного тока в выходное напряжение. Использование усилителей из нескольких узкополосных каскадов, каждый из которых настроен на свою частоту, приводит к высокому энергопотреблению [3]. Потребление энергии можно свести к минимуму за счет техники повторного использования тока (current reuse) [4]. Таким образом, каскадирование и повторное использование тока – методы, которые могут улучшить характеристики усилителя. Усилитель, представленный в данной работе, может быть использован в качестве базового блока в МШУ, построенных с применением методов каскадирования и повторного использования тока. По этой причине данные методы не будут обсуждаться в этой работе. Широкополосные МШУ могут быть построены с использованием усилителей с включением транзистора по схеме с общим истоком и с общим затвором, которые показаны на рис. 1 [5]. Проведем краткий сопоставительный анализ основных схемотехнических решений усилителей.

Коэффициент шума усилителей на транзисторе с включением по схеме с общим затвором (Рис. 1а) зависит от условия согласования и не может быть менее 2.2 дБ. На практике минимальный коэффициент шума МШУ данного типа составляет 3.3 – 4.4 дБ [3], [6], [7]. Серьезным недостатком усилителей на транзисторе с включением по схеме с общим затвором является их относительно низкая крутизна, которая не обеспечивает малый коэффициент шума и высокий коэффициент

усиления в широкой полосе частот. Таким образом, этот тип усилителей обычно используется в том случае, если ширина рабочей полосы частот не превышает 2 ГГц [6], или в качестве первого каскада многокаскадного усилителя, где последующие каскады увеличивают полосу усиления [3], [7].

Обратная связь может быть использована в усилителях на транзисторе с включением по схеме с общим затвором для устранения зависимости между условием минимизации шумов и условием согласования импедансов. Усилитель может обеспечить активное сопротивление равное 50 Ом при значении передаточной проводимости транзистора более 20 мСм благодаря использованию последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, организованной посредством емкостного делителя (Рис. 1б) [8]. Емкостной делитель формируется из паразитной емкости затвор-исток C_{gd} транзистора $M1$ и емкости обратной связи C_f . Однако частотный диапазон этой схемы не охватывает весь диапазон СШП радиосвязи из-за частотной зависимости коэффициента усиления по напряжению, что приводит к снижению активной части входного импеданса с ростом частоты. Таким образом, усилитель на транзисторе с включением по схеме с общим затвором с отрицательной последовательной обратной связью по напряжению охватывает диапазон частот от 3 до 8 ГГц при КМОП-технологии с разрешением 180 нм.

Усилители с включением транзистора по схеме с общим истоком используются в так называемых усилителях с компенсацией шума (noise cancelation) [9–11] или с дополнительной цепью обратной связи [12–14]. Усилители с компенсацией шума потребляют много энергии из-за того, что такой усилитель состоит из

нескольких параллельно включенных каскадов. Коэффициент шума таких усилителей достаточно высок из-за сложностей с компенсацией шума в широком диапазоне частот и рассогласования элементов. Потребляемая мощность таких усилителей составляет не менее 14 мВт, в то время как коэффициент шума составляет не менее 4,5 дБ.

Использование отрицательной резистивной параллельной обратной связи по напряжению (Рис. 1в) за счет добавления резистора R_f в схему усилителя на транзисторе с включением по схеме с общим истоком является еще одним способом согласования импедансов [13]. Однако влияние паразитной емкости на выходе приводит к увеличению реальной части входного импеданса $\text{Re}[Z_{in}(s)]$ с ростом частоты. В то же время входная емкость приводит к уменьшению величины $\text{Re}[Z_{in}(s)]$. Таким образом, широкая полоса частот согласования усилителя достигается при высоких значениях крутизны транзистора, несмотря на частотную зависимость коэффициента усиления [15]. Однако полоса согласования обычно ограничена частотой 5 ГГц при КМОП-технологии с разрешением 180 нм, что не достаточно для покрытия всего спектра СШП сигнала. Таким образом, этот тип усилителя можно использовать в качестве первого каскада в многокаскадных усилителях, что приводит к значительному энергопотреблению [13], [14].

Использование отрицательной индуктивной последовательной обратной связи по току (Рис. 1г) за счет добавления индуктивности L_s в схему усилителя на транзисторе с включением по схеме с общим истоком является еще одним способом согласования активной составляющей входного импеданса. Для согласования реактивной части входного импеданса в широком диапазоне частот используется полосовой LC-фильтр [4], [16], [17]. Индуктивность L_s , включенная между истоком транзистора и землей, образует вместе с паразитной емкостью затвор-исток C_{gs} транзистора $M1$ последовательный резонансный колебательный контур. Активное сопротивление в этом контуре равно $g_m L_s / C_{gs}$, где g_m – крутизна транзистора $M1$. Однако LC-фильтр на входе состоит из реактивных элементов, которые приводят к увеличению площади кристалла и повышению коэффициента шума при реализации согласующих элементов на кристалле. Этот метод подвержен также влиянию паразитных емкостей и индуктивностей корпуса и разварочной проволоки, влияние которых сложно учесть при проектировании усилителя.

Согласование и коэффициент усиления в широкой полосе частот можно получить посредством, так называемых, распределенных усилителей [18,19]. Но использование усилителей такого типа в портативных приложениях не оправдано из-за высокого энергопотребления (иногда более 100 мВт). Кроме этого, коэффициент шума у усилителей данного типа достаточно высок, иногда более 8 дБ.

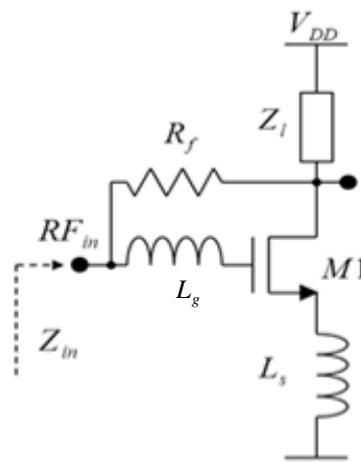


Рис. 2. Усилитель на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с двойной обратной связью

Таким образом, для реализации малошумящего усилителя для СШП радиоприемного устройства необходимо выбрать тип обратной связи усилителя, при котором одновременно в широкой полосе частот достигаются согласование по входу, высокий коэффициент усиления и низкий уровень шума.

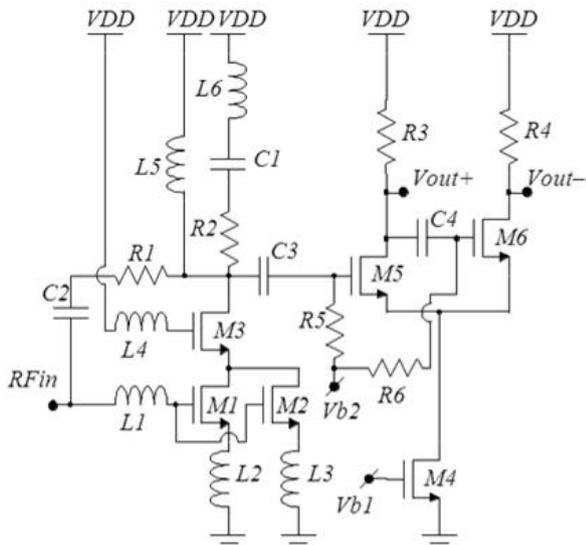
В. Усилитель на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с двойной обратной связью

Предлагаемая схема усилителя построена на основе усилителя на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с введением двойной отрицательной обратной связи: индуктивной последовательной по току и резистивной параллельной по напряжению (Рис. 2) [20, 21]. Резистивная параллельная отрицательная обратная связь по напряжению обеспечивает согласование в диапазоне низких частот. Индуктивная отрицательная последовательная обратная связь по току обеспечивает согласование в полосе частот вблизи резонансной частоты последовательного колебательного контура, образованного индуктивностью L_g и паразитной емкостью C_{gs} транзистора $M1$. Таким образом, сочетание двух типов обратной связи может значительно расширить полосу частот усилителя за счет расширения полосы согласования.

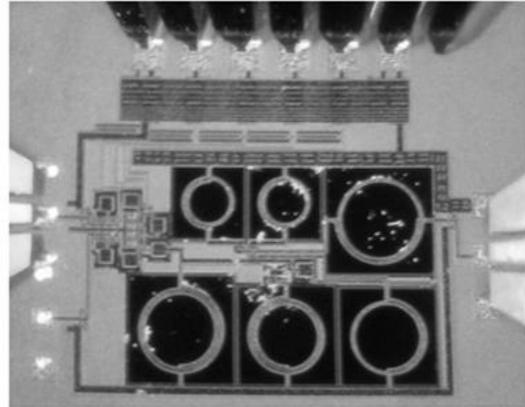
Задача поиска номиналов элементов схемы может быть сформулирована как неравенство с использованием коэффициента отражения Γ и допустимого уровня рассогласования минус 10 дБ

$$|\Gamma| \approx |S_{11}| = \left| \frac{Z_{in}(s, \mathbf{M}) - R_s}{Z_{in}(s, \mathbf{M}) + R_s} \right| < -10 \text{ dB}, \quad (1)$$

где Z_{in} – входное сопротивление, R_s – сопротивление источника сигнала, s – комплексная частота, \mathbf{M} – вектор параметров элементов усилителя. Это неравенство должно выполняться в требуемом диапазоне частот и может иметь множество решений. Из этого множества решений должно быть выбрано решение,



(а)



(б)

Рис. 3. а) Принципиальная схема и б) микрофотография кристалла микросхемы усилителя на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с двойной обратной связью

которое обеспечивает максимальное усиление по напряжению $A_{V_{\max}}$. Таким образом, уравнение (1) должно быть дополнено следующим условием

$$A_{V_{\max}} \approx |S_{21}(\mathbf{M}_{opt})| = \max |S_{21}(s, \mathbf{M})|, \quad (2)$$

где \mathbf{M}_{opt} – вектор значений элементов, при котором достигается максимальное усиление по напряжению. Данная задача относится к классу задач теории оптимизации при ограничениях в многомерном пространстве, размерность которого определяется количеством искоемых параметров транзисторов и пассивных элементов.

III. РАЗРАБОТКА УСИЛИТЕЛЯ С ДВОЙНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

A. Принципиальная схема усилителя

Рассмотрим схему усилителя на транзисторном уровне, в основе которой лежит усилитель с двойной обратной связью (Рис. 3а). Первым каскадом схемы является усилитель с двойной обратной связью. Вторым каскадом – усилитель с единичным коэффициентом усиления по напряжению, который преобразует небалансный сигнал к баланскому виду. Усилитель предназначен для работы на емкостную нагрузку.

Усилитель построен на транзисторах $M1 - M3$ в касковом включении. Эквивалентная ширина пары транзисторов $M1$ и $M2$ в два раза больше ширины транзистора $M3$ для увеличения эквивалентной крутизны транзисторов $M1, M2$ и минимизации емкости затвор-исток транзистора $M3$. Индуктивность обратной связи образована параллельным соединением планарных катушек индуктивности $L1$ и $L2$ для уменьшения эквивалентной индуктивности обратной связи и расширения рабочей полосы частот. Планарная индук-

тивность $L3$ образует вместе с емкостью затвор-исток транзисторов $M1$ и $M2$ последовательный колебательный контур. Резистор обратной связи $R1$ обеспечивает согласование в нижнем диапазоне частот. Планарная индуктивность $L4$ повышает передаточную проводимость транзистора $M3$ в верхнем диапазоне частот. Нагрузка усилителя реализуется на элементах $L5, L6, C1$ и $R2$. Нагрузка строится на основе планарной индуктивности $L5$, которая резонирует с паразитной емкостью на выходе первого каскада усилителя. В отличие от других методов расширения полосы пропускания усилителя, например, описанных в [22], планарная индуктивность $L5$ и последовательный колебательный RLC -контур, состоящий из элементов $L6, C1$ и $R2$, используется для повышения коэффициента усиления по напряжению в требуемой полосе частот, отстоящей от нулевой частоты. Последовательная RLC -цепь вводит вторую резонансную частоту. Индуктивность $L5$ также позволяет обеспечить условия работы усилителя по постоянному току. Транзисторы $M4 - M6$ и резисторы $R3$ и $R4$ образуют симметрирующий повторитель напряжения. Другие пассивные элементы используются для обеспечения рабочей точки транзисторов и развязки по постоянному и переменному токам.

B. Оптимизация параметров элементов усилителя

Методика численной оптимизации МШУ должна учитывать влияние пассивных паразитных элементов, поэтому для оптимизации параметров элементов усилителя необходимо использовать средства оптимизации, встроенные в программы автоматизированного проектирования. Параметрами оптимизации являются номиналы и геометрические размеры пассивных и активных элементов. Функция цели задачи оптимизации формулируется на основе условий (1) и (2) следующим образом:

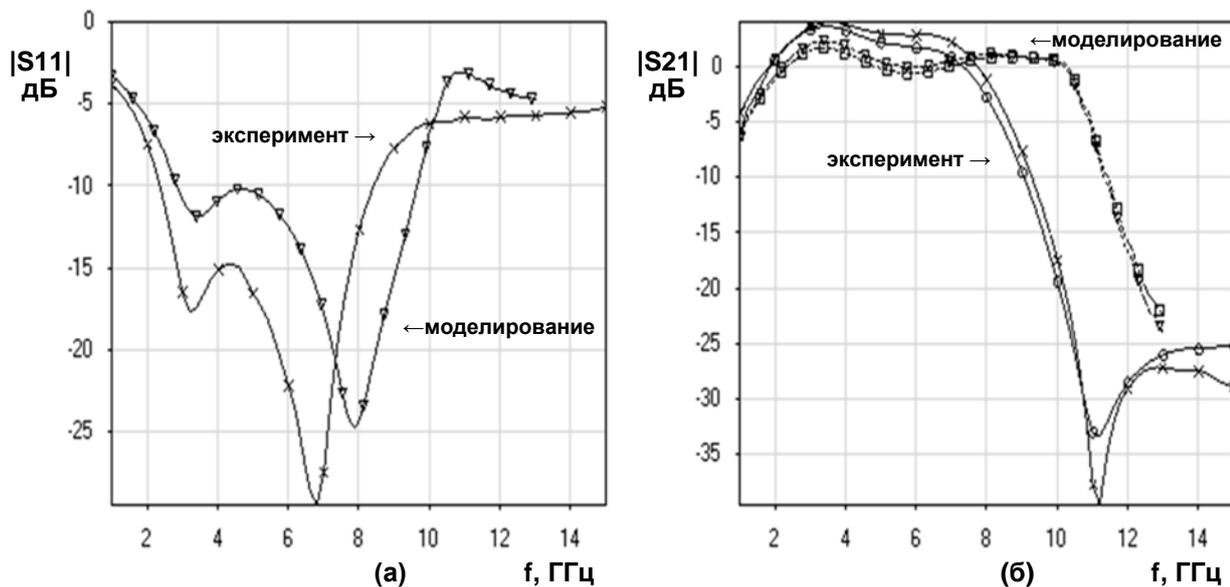


Рис. 4. Зависимость от частоты модуля параметра а) S_{11} и б) S_{21} на выходе V_{out+} и V_{out-}

- 1) Максимизация параметра $|S_{21}|_{\max}$ в диапазоне частот 3,1-10,6 ГГц;
- 2) Выполнение условия $|S_{11}|_{\max} < -10$ дБ в диапазоне частот 3,1-10,6 ГГц;
- 3) Выполнение условия равномерности коэффициента усиления $|S_{21}|_{\max} - |S_{21}|_{\min} < 3$ дБ в диапазоне частот 3.1-10.6 ГГц,

где $|S_{21}|_{\max}$, $|S_{21}|_{\min}$ – наибольшее и наименьшее значение модуля параметра S_{21} соответственно, $|S_{11}|_{\max}$ – максимальное значение S_{11} в требуемом диапазоне частот.

Для моделирования и оптимизации усилителя использовались схемы замещения активных и пассивных элементов схемы. Схемы замещения элементов работоспособны в диапазоне частот до 20 ГГц. Результаты оптимизации позволили получить следующие характеристики: коэффициент отражения менее минус 10 дБ в полосе частот от 3,1 ГГц до 10,6 ГГц, максимальная величина модуля коэффициента усиления по напряжению составляет 9,7 дБ, коэффициент шума составляет от 5,4 дБ до 7,0 дБ. Первый каскад потребляет 4,2 мА от источника 1,8 В, второй каскад – 12 мА. Параметры элементов и характеристики были получены путем оптимизации и моделирования с использованием автоматизированной среды проектирования интегральных схем Cadence Virtuoso.

Все транзисторы $M1-M5$ были реализованы в виде многоэлементной структуры с эквивалентным отношением ширины транзистора к длине W/L , равным 105 мкм/0.18 мкм. Элементы $L1-L6$ выполнены как планарные индукторы в виде спирали с витками круглой формы в верхних слоях металлизации. Индукторы $L2$ и $L3$ имеют индуктивность около 0,57 нГн при числе витков 1,5 и внутреннем диаметре 126 мкм. Ин-

дуктор $L1$ имеет индуктивность около 1,3 нГн при числе витков равном 1,5 и внутреннем диаметре 227 мкм. Индукторы $L5$ и $L6$ имеют индуктивности 2,9 нГн и 2,0 нГн соответственно при числе витков 2.5 и внутреннем диаметре 210 мкм и 200 мкм соответственно. Резистор обратной связи $R1$ с сопротивлением 300 Ом, резистор нагрузки $R2$ с сопротивлением 200 Ом и резисторы $R3$ и $R4$ с номиналом 50 Ом выполнены с использованием $p+$ поликремния.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИЗМЕРЕНИЙ

Усилитель реализован по КМОП-технологии компании UMC с разрешением 180 нм в виде отдельной микросхемы. Фотография микросхемы показана на рис. 3б. Для проведения измерений схема усилителя дополнена цепями защиты от электростатического разряда, а к выходам усилителя подключены два буфера с коэффициентом усиления минус 6 дБ для согласования усилителя с нагрузкой 50 Ом по выходу.

Результаты моделирования микросхемы усилителя в среде проектирования Cadence Virtuoso и результаты измерений на подложке при помощи анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA40 и зондовой станции Cascade Microtech EP6RF показаны на рис. 4.

Параметр $|S_{11}|$ представлен на рис. 4а. Как видно параметр $|S_{11}|$ меньше -10 дБ в диапазоне частот 3,0 – 9,8 ГГц, что согласуется с результатами моделирования. Минимальное значение $|S_{11}|$ находится на частоте около 8 ГГц и равно -25 дБ. Параметр $|S_{21}|$ (Рис. 4б) определяет коэффициент усиления по напряжению. Максимальное значение $|S_{21}|$ составляет 3,4 дБ на частоте 3 ГГц. Результаты эксперимента показали, что полоса согласования усилителя по уровню -10 дБ находится в диапазоне частот 2,4 – 8,4 ГГц с мини-

мальным значением $|S_{11}|$ равным минус 30 дБ на частоте 7,0 ГГц, а полоса усиления находится в диапазоне частот 2,0–7,5 ГГц по уровню 3 дБ при максимальном значении $|S_{21}|$ равном 4 дБ на частоте 3 ГГц.

Разница между результатами эксперимента и результатами моделирования является следствием разброса технологических параметров. Однако параметры $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ близки к результатам моделирования в диапазоне частот до 8 ГГц. Зависимость параметра $|S_{11}|$ (Рис. 4а) от частоты имеет два минимума, что определяется предложенной методикой согласования. Это подтверждает эффективность приведенных схемотехнических решений и показывает, что коэффициент усиления без согласующих каскадов на выходе будет на 6 дБ больше. Следует заметить, что зависимости параметра $|S_{21}|$ от частоты, измеренные на дифференциальных выходах усилителя, близки (Рис. 4б).

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемое схемотехническое решение основано на использовании индуктивной отрицательной последовательной обратной связи по току для согласования усилителя в верхнем рабочем диапазоне частот и резистивной параллельной отрицательной обратной связи по напряжению для согласования усилителя в нижнем диапазоне частот. Симметрирующий каскад используется для приведения небалансного сигнала к баланвному виду. Параметры МШУ сравнимы с параметрами МШУ, ранее описанными в литературе. Усилитель имеет следующие характеристики: рабочая полоса от 2,5 ГГц до 7,5 ГГц, коэффициент отражения менее минус 10 дБ в полосе частот, максимальное значение коэффициента усиления по напряжению 9,7 дБ, коэффициент шума от 5,4 дБ до 7,0 дБ. Первый каскад потребляет 4,2 мА от источника 1,8 В, симметрирующий каскад потребляет 12 мА. Результаты моделирования и эксперимента близки в полосе частот до 8 ГГц.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Abidi A. A. RF CMOS comes of age // *IEEE J. Solid-State Circuits*. 2004. V. 39. № 4. P. 549–561.
 [2] Lu I.S.-C., Weste N., Parameswaran S. A digital ultrawideband multiband transceiver architecture with fast frequency hopping capabilities // in Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies Conference. Piscataway, NJ, USA. 2003. P. 448–452.
 [3] Lu Y., Yeo K. S., Cabuk A., Ma J., Do M. A., Lu Zh. A novel CMOS low-noise amplifier design for 3.1- to 10.6-GHz ultra-wide-band wireless receivers // *IEEE Trans. on Circuits and Systems—I*. 2006. V. 53. № 8. P. 1683–1692.
 [4] Lin Y.-J., Hsu Sh. S. H., Jin J.-D., Chan C. Y. A 3.1–10.6 GHz ultra-wideband CMOS low noise amplifier with current-reused technique // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2007. V. 17. № 3. P. 232–234.

[5] Балашов Е.В., Коротков А.С. Микроэлектронные маломощные КМОП-усилители радиочастотного диапазона: применение, схемотехника, тенденции развития // *Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника*. 2007. № 2. С. 3–34.
 [6] Razavi B., et al. A UWB CMOS transceiver // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2005. V. 40. № 12. P. 2555–2562.
 [7] Chen K.-H., Lu J.-H., Chen B.-J. and Liu Sh.-I. An ultrawide-band 0.4–10-GHz LNA in 0.18- μ m CMOS // *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II*. 2007. V. 54. № 3. P. 217–221.
 [8] Cusmai G., Brandolini M., Rossi P., and Svelto F. A 0.18- μ m CMOS selective receiver front-end for UWB applications // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2006. V. 41. № 8. P.1764–1771.
 [9] Liao Ch.-F., Liu Sh.-I. A broadband noise-canceling CMOS LNA for 3.1–10.6-GHz UWB receivers // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2007. V. 42. № 2. P. 329–339.
 [10] Wang Ch.-Sh., and Wang Ch.-K. A 90nm CMOS low noise amplifier using noise neutralizing for 3.1–10.6GHz UWB system // in Proc. IEEE Conference on Solid-State Circuits Conference. 2006. P. 251–254.
 [11] Qiang Li, Y.P. Zhang. A 1.5-V 2–9.6-GHz inductorless low-noise amplifier in 0.13- μ m CMOS // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2007. V. 55. № 10. P. 2015–2033.
 [12] Ch.-Y. Wu, and Fadi Riad Shahroury. A low-voltage CMOS LNA design utilizing the technique of capacitive feedback matching network // in Proc. IEEE Conference on Electronics, Circuits and Systems. 2006. P. 78–81.
 [13] R. Gharpurey. A broadband low-noise front-end amplifier for ultra wideband in 0.13- μ m CMOS // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2005. V. 40. № 9. P. 1983–1986.
 [14] Chen Sh.-Ch., Wang R.-L., et al. An integrated CMOS low noise amplifier for 3–5 GHz UWB applications // in Proc. IEEE Conference Electron Devices and Solid-State Circuits. 2005. P. 225–228.
 [15] Балашов Е.В., Коротков А.С. Сопоставительный анализ широкополосных маломощных КМОП усилителей радиочастотного диапазона // *Микроэлектроника*. 2008. Т. 37. № 4. С. 300–314.
 [16] Bevilacqua A., and Niknejad A.M. An ultrawideband CMOS low-noise amplifier for 3.1–10.6-GHz Wireless Receivers // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2004. V. 39. № 12. P. 2259–2268.
 [17] Wang Y. and Iniewski K. A low power CMOS low noise amplifier for 3–10-GHz ultra-wideband wireless receivers // in Proc. 49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems. 2006. № 8. P. 353–357.
 [18] Ballweber B.M., et al. A fully integrated 0.5–5-GHz CMOS distributed amplifier // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2000. V. 35. № 2. P. 231–239.
 [19] Ahn H.-T. and Allstot D.J. A 0.5–8.5-GHz fully differential CMOS distributed amplifier // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2002. V. 37. № 8. P. 985–983.
 [20] Balashov E.V., Korotkov A.S. Dual Feedback Low Noise Amplifier for Ultra Wideband Application // in Proc. IEEE EUROCON 2009. St. Petersburg, 2009. С. 183–188.
 [21] Коротков А.С., Балашов Е.В. Высокочастотный широкополосный усилитель на моп-транзисторах патент на изобретение RUS 2426220, 11.01.2010.
 [19] Shekhar S., Walling J. S., and Allstot D. J. Bandwidth extension techniques for CMOS amplifiers // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2006. V. 41. № 11. P. 2424–2439.