

СВЧ СФ-блоки систем связи на базе полностью дифференциальных операционных усилителей

Н.Н. Прокопенко¹, А.С. Будяков^{1,2}, К. Schmalz³, С. Scheytt³

¹Проблемная лаборатория перспективных технологий и процессов ЦИПБ РАН и ЮРГУЭС, НТЦ «МИКАН», prokopenko@sssru.ru

²ФГУП «НПП «Пульсар», budyakov@pulsarnpp.ru

³INP, Frankfurt/Oder, Germany

Аннотация — Приведены результаты исследований моделей СФ-блоков управляемого активного фильтра низких частот с диапазоном до 0,5-1,5 ГГц и драйвера с полосой рабочих частот 4,7 ГГц, основанные на полностью дифференциальных СВЧ операционных усилителях в базисе элементов SiGe 0,25 мкм БИКМОП - технологии [1]. Благодаря дифференциальному входу и выходу, предлагаемые схемотехнические варианты СФ-блоков, помимо основной функции обработки сигнала, позволяют выполнить преобразование несимметричного входного сигнала в дифференциальный сигнал.

Ключевые слова — система на кристалле, СВЧ операционный усилитель, SiGe, СВЧ активный фильтр, динамический диапазон.

I. ВВЕДЕНИЕ

Схемотехника радиочастотных трактов современных СБИС типа «система на кристалле» традиционно основана на применении СФ-блоков без цепей общей отрицательной обратной связи, с применением большого количества интегральных катушек индуктивности. Отказ от отрицательной обратной связи в диапазоне СВЧ обоснован значительными фазовыми сдвигами, как в активных, так и в пассивных цепях, а также наличием временных задержек, особенно критичных для систем с обратной связью. Кроме того, отказ от общей отрицательной обратной связи (ООС) позволяет более полно использовать диапазон рабочих частот применяемых транзисторов, иногда вплоть до граничной частоты (например, в случае усилителей с распределенным усилением), тогда как схемы с ООС позволяют использовать диапазон частот соответствующий, лишь, небольшой части значения граничной частоты применяемых транзисторов. В тоже время, отсутствие ООС приводит к снижению линейности и проблеме повышения эффективной разрядности аналого-цифровых интерфейсов.

Для построения СВЧ фильтров часто применяются интегральные катушки индуктивности, которые занимают значительную площадь кристалла. Например, фильтр низких частот 4-го порядка с полосой 760 МГц [2], занимает площадь 700x500 мкм² (схема содержит 4 катушки индуктивности). Если использовать операционные усилители [3], то для аналогичного фильтра потребуется площадь порядка 300x300 мкм².

В связи с вышеуказанными недостатками аналоговых интерфейсов без ООС, актуальной задачей является исследование возможности использования СВЧ СФ-блоков с общей отрицательной обратной связью, реализованных на базе полностью дифференциальных СВЧ операционных усилителей (ОУ).

II. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

При построении аналого-цифровых интерфейсов СБИС типа «система на кристалле» важным параметром СФ-блоков является их динамический диапазон. Для аналоговых схем с операционными усилителями, нижняя граница динамического диапазона определяется как уровень приведенного к входу напряжения шума, а верхняя граница как максимальное входное напряжение, при котором схема входит в режим ограничения [4]. Для СВЧ схем динамический диапазон определяется как разность между чувствительностью и мощностью двухтонального входного сигнала, при котором уровень интермодуляционных искажений третьего порядка не превышает шумовой порог [4].

В данной работе используется второе определение динамического диапазона. Шумовой порог определяется как:

$$F = 10 \lg(kT / 10^{-3}) + NF + 10 \lg(\Delta f_{ш}), \quad (1)$$

где слагаемое $10 \lg(kT / 10^{-3})$ - мощность теплового шума резистора 50 Ом (при комнатной температуре

составляет -174 дБм), k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, NF – коэффициент шума, $\Delta f_{ш}$ – шумовая полоса.

Чувствительность СФ-блока определяется из выражения:

$$MDS = F + SNR_{\min}, \quad (2)$$

где SNR_{\min} – минимально допустимое значение отношения сигнал шум. В современной технике передачи данных применяются цифровые виды модуляции с типовым значением $SNR_{\min} = 12$ дБ. Ниже при расчетах использовалось значение $SNR_{\min} = 0$ дБ для оценки максимального динамического диапазона. Таким образом, динамический диапазон СВЧ СФ-блока определяется из выражения [4]:

$$SFDR = \frac{2(P_{\text{ПРЗ}} - F)}{3} - SNR_{\min}, \quad (3)$$

где $P_{\text{ПРЗ}}$ – входная мощность, соответствующая точке пересечения по интермодуляционным искажениям третьего порядка.

III. СХЕМА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Полностью дифференциальный СВЧ операционный усилитель построен на основе низковольтной архитектуры с расширенным диапазоном выходных напряжений. Схема практической реализации СВЧ операционного усилителя с однополярным питанием $+4$ В приведена на рис. 1.

Рассмотрим причины ограничения выходных напряжений в СВЧ ОУ (рис. 1) для выхода $\text{Вых1}^{(-)}$, так как схема симметричная, то выражения для выхода $\text{Вых1}^{(+)}$ будут аналогичные.

Максимальная амплитуда выходного напряжения СВЧ ОУ (рис. 1), во время положительного полупе-

риода определяется падением напряжения на транзисторах M8-M9:

$$U_{\text{Вых.п}}^{(+)} = E_{\text{п}} - U_{\text{ост}} - U_{\text{эбб}} - U_{\text{Вых.0}} = 0,7 \text{ В}, \quad (4)$$

где $U_{\text{ост}} \approx 0,4$ В – минимально допустимое падение напряжения на транзисторах низковольтной активной нагрузки M8-M9 [5] (напряжение перехода в триодный режим), $U_{\text{эбб}} \approx 0,9$ В – напряжение эмиттер-база транзистора Q6 в открытом состоянии, $U_{\text{Вых.0}} = 2$ В – статическое выходное напряжение.

Максимальная амплитуда выходного напряжения во время отрицательного полупериода незначительно ограничивается падением напряжения на R2:

$$U_{\text{Вых.п}}^{(-)} = U_{\text{Вых.0}} - U_{R4} = 1,8 \text{ В} \quad (5)$$

Следует иметь в виду, что причиной ограничения напряжения во время отрицательной полуволны выходного напряжения может стать и ограничение по току Q5, Q6. Так как для повышения быстродействия цепи обратной связи по синфазному сигналу, резисторы R4, R5 выбираются относительно низкоомными. Например, при изменении номинала резисторов R4, R5 от 5 кОм до 400 Ом, коэффициент передачи синфазного сигнала на частоте 1 ГГц снижается с -35 дБ до -41 дБ.

Для обеспечения возможности работы СВЧ ОУ на повышенную ёмкостную нагрузку, в схему (рис. 1) добавлен вспомогательный буферный каскад на транзисторах Q7, Q9 с выходами $\text{Вых2}^{(+)}$, $\text{Вых2}^{(-)}$. Этот каскад может включаться вне цепи ООС, что позволяет исключить проблему влияния дополнительного фазового сдвига, обусловленного ёмкостной нагрузкой на устойчивость СВЧ ОУ.

В таблице 1 приведены результаты моделирования СВЧ ОУ (рис. 1) при сопротивлении нагрузки 100 Ом и напряжении питания $+4$ В.

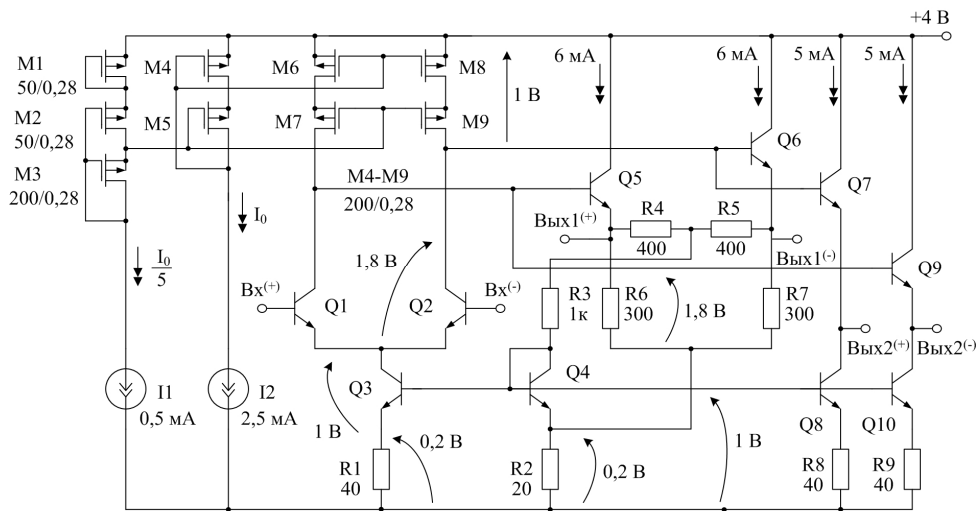


Рис. 1. Схема полностью дифференциального СВЧ ОУ

Таблица 1

Основные параметры СВЧ ОУ рис. 1

Наименование параметра	Ед. изм.	Результаты моделирования
Коэффициент усиления	дБ	40
Частота ед. усиления	ГГц	5,5
Запас по фазе	град.	68
Напряжение шумов приведенное к входу	нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	0,8 @1 ГГц
Диапазон дифференциального выходного напряжения	Вп-п	2,64
Потребляемый ток	мА	31

IV. СФ-блоки на основе СВЧ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Одним из наиболее востребованных узлов современных систем связи и аналого-цифровых интерфейсов является преобразователь несимметричного сигнала в дифференциальный. Данная функция относительно просто реализуется с применением полностью дифференциального СВЧ ОУ, как это показано на рис. 2.

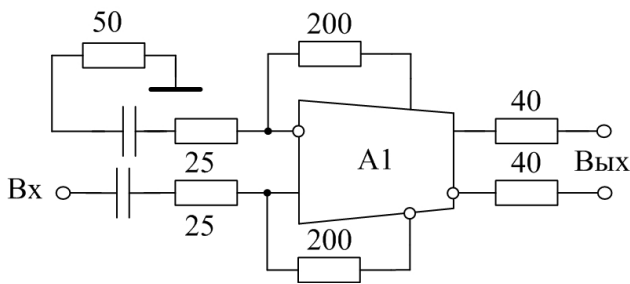
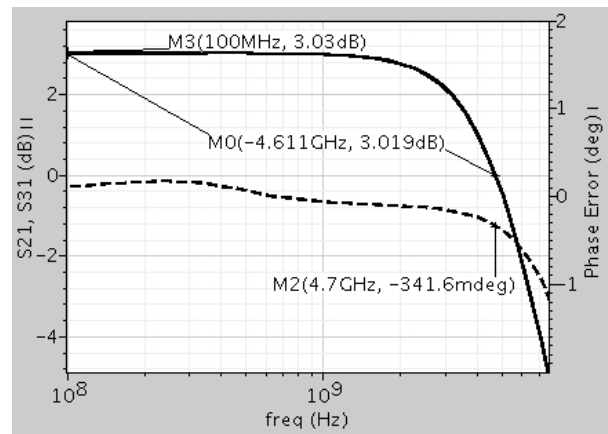


Рис. 2. Схема драйвера для преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный сигнал

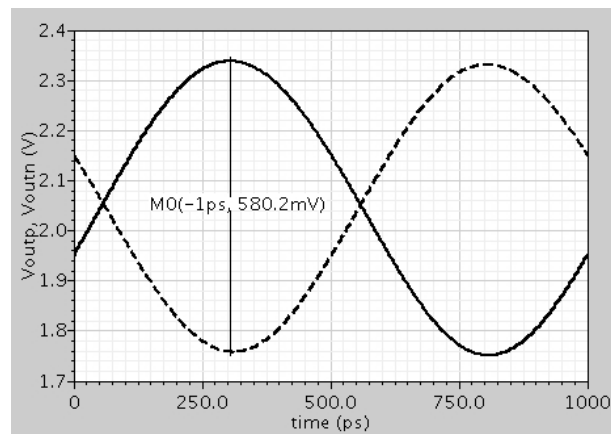
Основные выходы $\text{Вых1}^{(+)}$, $\text{Вых1}^{(-)}$ включены в цепь ООС, а нагрузка подключается к дополнительным выходам $\text{Вых2}^{(+)}$, $\text{Вых2}^{(-)}$ через согласующие резисторы 40 Ом. По результатам моделирования драйвер (рис. 2) имеет рассогласование характеристик на выходах $\text{Вых2}^{(+)}$, $\text{Вых2}^{(-)}$ по амплитуде не более 0,2 дБ, по фазе не более $0,4^0$ в диапазоне частот до 4,7 ГГц, рис. 3а. Коэффициент шума драйвера составляет 17 дБ. Основная доля эквивалентного входного напряже-

ния шума обусловлена резисторами цепей обратной связи - 60%, остальная часть обусловлена шумами транзисторов входного каскада СВЧ ОУ. Входная мощность при пересечении с продуктами интермодуляции третьего порядка $P_{\text{ИПЗ}}=13$ дБм, что соответствует динамическому диапазону 46 дБ на частоте 1 ГГц (эквивалентная разрядность 7,3 бит). В данном случае основная причина небольшого динамического диапазона - это широкая шумовая полоса (7,4 ГГц), путем ее снижения до 1,5 ГГц за счет фильтра первого порядка можно повысить динамический диапазон до 50 дБ (эквивалентная разрядность 8 бит).

На рис. 3 приведены амплитудно-частотные характеристики драйвера по двум выходам и частотная зависимость фазовой погрешности преобразования несимметричного сигнала в дифференциальный, а также временные диаграммы на выходах драйвера (рис. 2) в линейном режиме работы.



а)



б)

Рис. 3. Частотные характеристики (а) и временные диаграммы напряжений на выходах до согласующих резисторов, при $P_{\text{Вх}}=-9$ дБм (б) для драйвера рис. 2

Как было указано ранее, пассивные LC фильтры занимают значительную площадь кристалла, поэтому актуальной задачей является исследование возможно-

сти построения активных фильтров, занимающих меньшую площадь на кристалле. На рис. 4 приведена схема активного фильтра низких частот с регулируемой полосой пропускания. Верхняя граничная частота фильтра (рис. 4) регулируется путем одновременного изменения напряжения управления на варикапах, включенных в цепи ООС операционных усилителей A1, A2. Резистивные цепи обратной связи подключены к основным выходам $Вых1^{(+)}$, $Вых1^{(-)}$, тогда как цепи с конденсаторами, для обеспечения устойчивости ОУ, подключаются к вспомогательным выходам $Вых2^{(+)}$, $Вых2^{(-)}$. При включении фильтра в тракт с волновым сопротивлением 50 Ом, входы заземляются через согласующие резисторы 100 Ом. Коэффициент шума фильтра составляет 17 дБ. Основная доля эквивалентного входного напряжения шума обусловлена резисторами цепей обратной связи - 63%, остальная часть обусловлена шумами транзисторов входного каскада СВЧ операционного усилителя A1 (рис. 4).

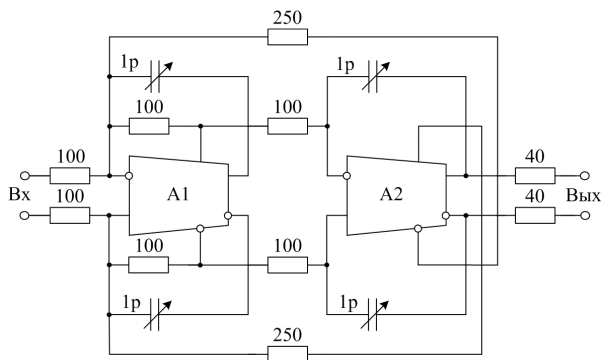
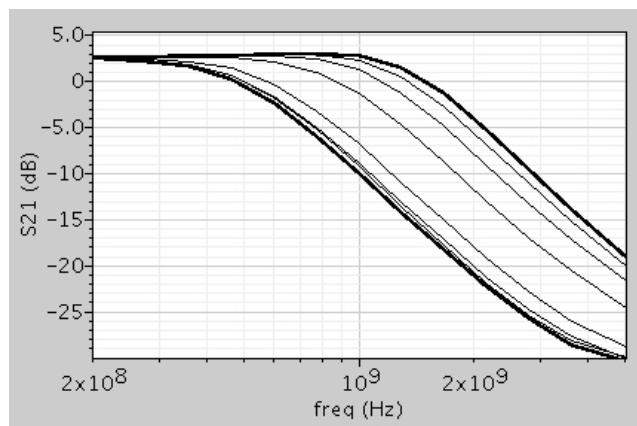
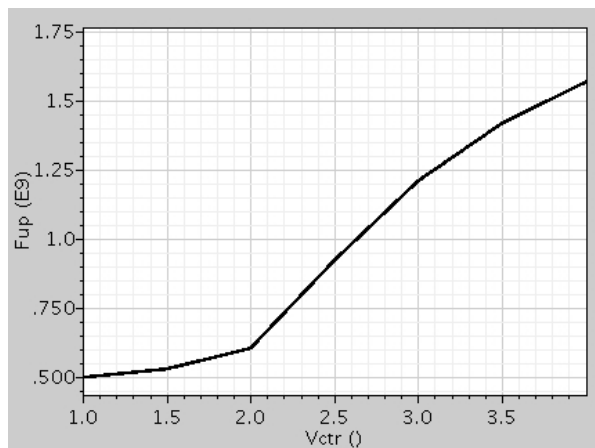


Рис. 4. Схема активного фильтра низких частот на основе СВЧ ОУ рис. 1

На рис. 5 приведены частотные характеристики активного фильтра при изменении напряжении управления, а также зависимость полосы пропускания от управляющего напряжения. Динамический диапазон фильтра составил 56 дБ на частоте 500 МГц, что соответствует эквивалентной разрядности 9 бит.



а)



б)

Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики (а) и зависимость верхней граничной частоты от управляющего напряжения (б) активного фильтра рис. 4

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Показана возможность построения СФ-блоков с точностью обработки сигналов на уровне 8 бит на частотах до 1 ГГц на основе полностью дифференциальных СВЧ операционных усилителей. При сравнении с функциональными аналогами на основе пассивных элементов, предлагаемые варианты СФ-блоков позволяют разменять площадь на кристалле на потребляемую мощность, что расширяет возможности решения противоречий при построении СБИС типа «система на кристалле».

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Foundry услуги IHP, технология SGB25V. – Режим доступа : www.ihp-microelectronics.com, свободный.
- [2] O. Klymenko, G. Fischer, D. Martynenko, "A High Band Non-Coherent Impulse Radio UWB Receiver," Ultra-Wideband, IEEE International Conference 10-12 Sept. 2008. Vol. 3, pp. 25-29.
- [3] Будяков А.С., Прокопенко Н.Н., Schmalz K., Scheytt C., Ostrovskyy P. Схемотехника СВЧ операционных усилителей для аналоговых интерфейсов с глубокой обратной связью // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем – 2008. Сборник научных трудов / под общ. ред. Академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИПИМ РАН, 2008. – С. 301-306.
- [4] Razavi B. RF Microelectronics. Prentice Hall, 1998.
- [5] Razavi B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. 1st Edition, McGraw- Hill International Edition, 2003.