

УДК 621.375.4

А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов

Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах

Предложена методика исследования и проектирования СВЧ-трансимпедансных усилителей (ТИУ), основанная на совместном применении компьютерного символьного анализа и линейных моделей КМОП-транзисторов в виде эквивалентных схем (ЭС). Методика дает возможность проанализировать с помощью автоматически генерируемых аналитических выражений влияние различных параметров схемы на характеристики усилителя и получить рекомендации для проектирования ТИУ. Исследование влияния отдельных элементов ЭС-приборов помогает выбрать конструкцию и размеры КМОП-транзисторов для интегральных ТИУ.

С использованием компьютерного символьного анализа исследован ТИУ по схеме общий исток–общий сток с параллельной обратной связью по напряжению. Проведен анализ зависимостей основных характеристик СВЧ ТИУ (трансимпеданса, группового времени задержки, входного и выходного импедансов) от величин элементов схемы и параметров транзисторов, а также анализ устойчивости усилителя. Показано, что, в отличие от обычно используемого анализа ТИУ на базе идеализированных моделей активных элементов, предлагаемый подход обеспечивает достаточную точность расчета характеристик усилителя вплоть до частоты 30 ГГц.

Ключевые слова: трансимпедансный усилитель, СВЧ, ИС, КМОП-транзистор, малосигнальная модель, символьный анализ, компьютерная алгебра.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-7-15

В настоящее время наблюдается быстрое развитие волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) для передачи больших объемов данных с высокой скоростью. Оптические приёмники являются неотъемлемой частью подобных линий, их параметры во многом определяют такие характеристики ВОЛС, как скорость и дальность передачи информации, а также уровень ошибок [1–3]. Главными компонентами оптического приемника являются фотодиод (ФД), преобразующий модулированный оптический сигнал в электрический, и подключенный к выходу ФД трансимпедансный усилитель (ТИУ). В данный момент скорости передачи данных уже достигают 100 Гбит/с и выше. Соответственно, современные ТИУ часто фактически являются СВЧ-устройствами с полосами пропускания в десятки гигагерц [1–7].

Хотя СВЧ ТИУ могут быть выполнены как с цепями отрицательной обратной связи (ООС), так и без них [1–3], ТИУ с ООС обладает целым рядом преимуществ, включая более широкую полосу пропускания, больший динамический диапазон и меньшую чувствительность к изменению параметров. В зависимости от требуемого коэффициента усиления в состав ТИУ могут входить один или несколько усилительных каскадов [2–5].

Сейчас в мире все большее распространение получают интегральные схемы (ИС) ТИУ на базе кремниевых КМОП-техпроцессов, так как, в отличие от усилителей, выполненных по другим полупроводниковым технологиям (SiGe и InP), при сравнимых ширине полосы частот и быстродействии (до 40 Гбит/с и выше) они обладают более низкими стоимостью и энергопотреблением [1, 2, 5, 6]. В России также имеется радиочастотный 90 нм КМОП-техпроцесс, потенциально пригодный для изготовления ИС ТИУ с полосами пропускания до 15–20 ГГц, однако до сих

пор разработок интегральных ТИУ со скоростью более 3 Гбит/с на отечественных технологиях не имеется. В связи со сказанным и необходимостью импортозамещения задача разработки российских ИС ТИУ, обеспечивающих скорости до 10 Гбит/с и более, является очень актуальной.

Анализу характеристик ТИУ, в том числе на базе КМОП-транзисторов, посвящено большое количество работ [1–4, 6, 7 и др.]. Однако они чаще всего основаны на представлении активного элемента или ТИУ в виде идеального (например, операционного) усилителя, к которым подключены ФД, а также цепи коррекции и (или) ООС [1–4, 7] (рис. 1). Полученные на основе такого представления аналитические формулы позволяют выявить на качественном уровне зависимости основных характеристик ТИУ и оптических приемников от параметров составляющих компонентов. Однако подобный идеализированный подход не обеспечивает нужной точности анализа интегральных широкополосных СВЧ ТИУ уже на частотах в несколько гигагерц.

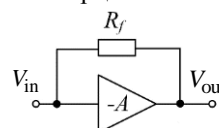


Рис. 1. Идеализированное представление ТИУ с параллельной резистивной обратной связью (R_f)

Кроме того, в известной литературе анализ ТИУ является неполным – основное внимание уделено исследованию трансимпедансного усиления и шумовых параметров, но недостаточно рассмотрены такие важные (особенно в СВЧ-области) характеристики, как частотные зависимости входного и выходного импедансов усилителей, группового времени запаздывания, а также вопросы устойчивости.

Проектирование интегральных СВЧ ТИУ, как и вообще СВЧ-усилителей, сейчас выполняется, как правило, с помощью САПР с использованием численных методов моделирования и точных моделей активных элементов. Однако такие методы не дают возможности быстро оценить потенциальные возможности различных схем ТИУ, влияние отдельных элементов на основные характеристики, а также выполнить расчет элементов усилителя по требованиям к характеристикам.

В этом смысле более перспективным представляется подход к проектированию ТИУ и усилителей других классов СВЧ-диапазона, при котором вначале выводятся аналитические выражения для характеристик, на их основе исследуются свойства схемы и разрабатывается методика расчета элементов, а затем для более полного анализа и уточнения результатов проводится окончательное численное моделирование в САПР.

Однако для такого подхода применительно к СВЧ-устройствам активные элементы (транзисторы) на этапе получения аналитических формул должны быть представлены не в виде идеального усилительного блока, как на рис. 1, а с помощью обеспечивающих приемлемую точность в рабочем диапазоне частот ТИУ эквивалентных схем (ЭС). Дополнительная сложность состоит в том, что ручной вывод аналитических выражений на основе ЭС СВЧ-транзисторов даже для простых схем сверхвысокочастотных усилителей сопряжен с большой трудоемкостью и возможностью ошибок. Видимо, в связи с этим подобные методики аналитического исследования и расчета СВЧ-усилительных схем (в том числе ТИУ) на базе достаточно полных ЭС-транзисторов для частот выше 2–3 ГГц не получили распространения.

В настоящей статье предлагается методика исследования и проектирования СВЧ ТИУ на КМОП-транзисторах, позволяющая частично преодолеть указанные трудности. Она основана на применении компьютерного символьного анализа схем [8] с использованием линейных моделей КМОП-транзисторов в виде ЭС. Символьный анализ – это устоявшийся термин для обозначения современного подхода к исследованию и проектированию электрических цепей и электронных схем [8]. Он состоит в автоматическом выводе (генерации), обработке и упрощении аналитических формул для характеристик схем на ЭВМ с использованием графов, алгебраических или теоретико-множественных подходов [9] либо алгоритмов компьютерной алгебры [10]. Последние алгоритмы сейчас реализованы в нескольких универсальных и специализированных программных пакетах, включая Matlab, Mathcad, Maple V и др.

В настоящее время компьютерный символьный анализ схем получил широкое применение при разработке сравнительно низкочастотных аналоговых устройств, в частности, операционных усилителей на основе идеализированного представления активных элементов (аналогично рис. 1) [8]. Однако работы, посвященные его применению для исследования и

расчета СВЧ-усилителей и, в частности, ТИУ на базе описания транзисторов с помощью достаточно точных ЭС, авторам неизвестны.

Предлагаемая методика благодаря компьютерному выполнению математических операций в символьной форме резко снижает трудоемкость вывода аналитических формул и вероятность ошибок. Она обеспечивает представление характеристик СВЧ ТИУ в аналитическом виде как явных функций частоты, параметров элементов схемы и элементов ЭС-транзисторов. Этим достигается целый ряд дополнительных возможностей по сравнению с традиционным численным моделированием [8, 9, 11]:

а) наглядное аналитическое исследование характера зависимостей характеристик схемы от параметров одного или нескольких элементов;

б) анализ устойчивости схем классическими методами [12, 13];

в) разработка методик расчета конкретных вариантов ТИУ на основе подходов, которые ранее были предложены для проектирования схем, представленных символьными входными и передаточными функциями [14, 15];

г) гораздо меньшее время многовариантного моделирования и оптимизации характеристик схем при варьировании параметров элементов;

д) меньшее влияние ошибок округления чисел в ЭВМ на конечные результаты расчетов;

е) более быстрый и более детальный расчет частотных зависимостей характеристик в большом числе точек, благодаря чему снижается вероятность «пропуска» максимумов, минимумов и других характерных особенностей характеристик.

В статье методика применена к исследованию распространенного варианта входного каскада интегрального ТИУ по схеме общий исток (ОИ) – общий сток (ОС) с параллельной ООС [1, 2], который выполняется по отечественной КМОП-технологии. Рассмотренный подход открывает возможность разработки на единой основе программы для исследования и расчета разных схем СВЧ ТИУ [16].

Входной каскад ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС

ТИУ описываются следующими основными сигнальными характеристиками, зависящими от частоты СВЧ-сигнала f :

1. Коэффициент трансимпедансного усиления (трансимпеданс) Z_T , характеризующий эффективность преобразования входного тока ТИУ I_{in} (от ФД) в его выходное напряжение U :

$$Z_T = U_{out} / I_{in} . \quad (1)$$

2. Входной (Z_{in}) и выходной (Z_{out}) импедансы ТИУ.

3. Групповое время задержки (ГВЗ) τ , которое может быть определено как производная ФЧХ $\varphi(f) = \arg K_U(f)$ по частоте f :

$$\tau(f) = \frac{1}{360} \frac{d\varphi(f)}{df} , \text{ с.} \quad (2)$$

Помимо указанных сигнальных характеристик, ТИУ еще характеризуются шумовым током на входе,

но исследование этого параметра будет являться предметом отдельной публикации.

Электрическая схема входного каскада ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС представлена на рис. 2 [1, 2]. Основное усиление по напряжению обеспечивается транзистором T_1 , включенным по схеме с ОИ, а транзистор T_2 , включенный по схеме с ОС, представляет собой истоковый повторитель напряжения. Резистор ООС R_f выравнивает частотную характеристику коэффициента трансимпедансного усиления Z_T , а также определяет входной импеданс Z_{in} ТИУ. При увеличении R_f возрастает Z_T и снижается входной шумовой ток, но падает полоса пропускания ТИУ. Резистор R_1 определяет рабочую точку транзистора T_1 . Резистор R_2 задаёт рабочую точку истокового повторителя (T_2), при интегральном исполнении ТИУ вместо этого резистора обычно используется токовое зеркало.

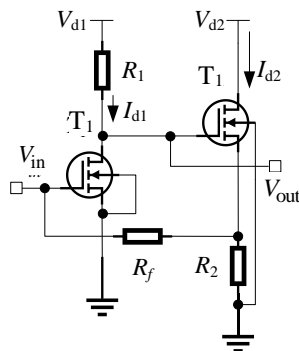


Рис. 2. Схема входного каскада ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС

ТИУ должен обеспечить нужный размах выходного напряжения для следующего каскада, при этом выходной сигнал может сниматься как с истока транзистора T_2 , так и с его затвора. Поскольку выходное напряжение истокового повторителя примерно равно входному, степень влияния ООС и сами характеристики ТИУ для обоих вариантов не будут сильно различаться. Во втором варианте коэффициент усиления ТИУ несколько меньше, но можно обеспечить большее постоянное напряжение смещения для следующего каскада усиления [2], по этой причине мы анализируем именно этот вариант схемы.

Символьный анализ ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС

В качестве основы для выполнения компьютерного символьного анализа сигнальных характеристик ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС (см. рис. 1) был применен метод узловых потенциалов [17]. При анализе каждый из полевых КМОП-транзисторов представлен упрощённой ЭС [3], показанной на рис. 3; здесь использованы общепринятые обозначения, ток стока описывается выражением $I_{ds} = g_m \cdot U_{gs}$, где g_m – крутизна транзистора, U_{gs} – напряжение затвор–сток. В ряде публикаций (например, [6]) показано, что применение такой упрощённой ЭС интегрального КМОП-прибора во многих случаях дает достаточно точные результаты до частот 10–20 ГГц и

выше. Для общности результатов рассматривается случай, когда транзисторы в схеме на рис. 2 имеют разные ширины затворов и, соответственно, характеризуются различными значениями элементов ЭС.

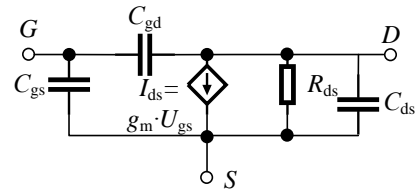


Рис. 3. Упрощённая эквивалентная схема КМОП-транзистора

На рис. 4 изображена схема замещения входного каскада ТИУ (см. рис. 2) для анализа сигнальных характеристик. Для упрощения представления схемы и выводимых выражений пассивные элементы схемы представлены в виде двухполюсников, описываемых проводимостями. Здесь $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$ и $Y_f = 1/R_f$ – соответственно проводимости источника сигнала и резистора ООС; проводимости Y_1 – Y_6 отвечают элементам ЭС-транзисторов: $Y_1 = j\omega C_{gs1}$; $Y_2 = j\omega C_{gd1}$; $Y_3 = G_{ds1} + j\omega C_{ds1}$; $Y_4 = j\omega C_{gs2}$; $Y_5 = j\omega C_{gd2}$; $Y_6 = G_{ds2} + j\omega C_{ds2}$; при этом для транзистора T_1 элементы ЭС обозначаются нижним индексом «1», а для транзистора T_2 – нижним индексом «2»; проводимость $Y_{R1} = 1/R_1$ соответствует резистору R_1 ; проводимость $Y_{R2} = 1/R_2$ соответствует резистору R_2 ; проводимость нагрузки $Y_L = G_L + jB_L$.

В схеме замещения на рис. 4 узел 1 отвечает входу ТИУ, узел 2 – его выходу, при этом входное и выходное напряжения ТИУ равны $U_{in} = U_1$, $U_{out} = U_2$. Схема на рис. 4 позволяет выполнить анализ ТИУ совместно с ФД в оптическом приемнике, в таком случае $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$ – это внутренняя проводимость ФД. Приблизительно ФД представляется ЭС в виде включенных параллельно источнику фототока и емкости закрытого перехода диода C_{PD} (см. рис. 2), тогда можно полагать $G_S = 0$ и $B_S = \omega C_{PD}$ [1, 3].

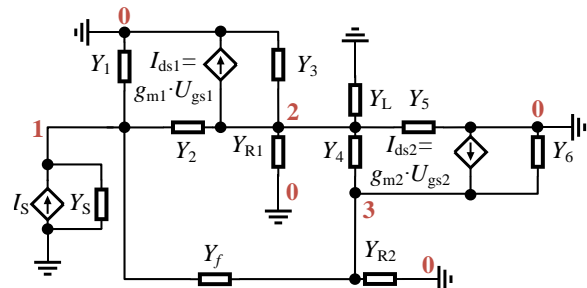


Рис. 4. Схема замещения каскада ТИУ для анализа сигнальных характеристик

В соответствии с [17] сформирована матрица узловых проводимостей схемы на рис. 4

$$Y = \begin{bmatrix} a_1 & -Y_2 & -Y_f \\ b_1 & a_2 & -Y_4 \\ -Y_f & b_2 & a_3 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$a_1 = Y_S + Y_1 + Y_2 + Y_f = G_S + G_f + j\omega(C_{gs1} + C_{gd1}); \quad (4)$$

$$a_2 = Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_L + Y_{R1} =$$

$$= G_{ds1} + G_L + G_{R1} +$$

$$+ j\omega(C_{gs1} + C_{ds1} + C_{gs2} + C_{gd2}); \quad (5)$$

$$a_3 = Y_4 + Y_6 + Y_{R2} + Y_f + g_{m2} =$$

$$= G_{ds2} + G_{R2} + G_f + g_{m2} + j\omega(C_{gs2} + C_{ds2}); \quad (6)$$

$$b_1 = -Y_2 + g_{m1} = g_{m1} - j\omega C_{gd1}; \quad (7)$$

$$b_2 = -Y_4 - g_{m2} = -g_{m2} - j\omega C_{gs2}. \quad (8)$$

Характеристики ТИУ можно найти по определителю Δ и алгебраическим дополнениям Δ_{ij} матрицы (3) следующим образом [17]:

$$Z_T = \frac{a_3 \cdot b_1 - Y_4 \cdot Y_f}{a_2 \cdot Y_f^2 - a_2 \cdot a_3 \cdot a_1 - a_3 \cdot b_1 \cdot Y_2 - a_1 \cdot b_2 \cdot Y_4 + b_1 \cdot b_2 \cdot Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}; \quad (13)$$

$$K_U = -\frac{b_1 \cdot a_3 - Y_4 \cdot Y_f}{a_2 \cdot a_3 + b_2 \cdot Y_4}; \quad (14)$$

$$Z_{in} = -\frac{a_2 \cdot a_3 + b_2 \cdot Y_4}{a_2 \cdot Y_f^2 - a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - b_1 \cdot a_3 \cdot Y_2 - a_1 \cdot b_2 \cdot Y_4 + b_1 \cdot b_2 \cdot Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}; \quad (15)$$

$$Z_{out} = \frac{-a_1 \cdot a_3 + Y_f^2}{a_2 \cdot Y_f^2 - a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - b_1 \cdot a_3 \cdot Y_2 - a_1 \cdot b_2 \cdot Y_4 + b_1 \cdot b_2 \cdot Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}. \quad (16)$$

На основе выражений (3)–(12) была написана программа для модуля программного пакета Mathcad, реализующего алгоритмы компьютерной алгебры [10]. Указанные алгоритмы дают возможность не только автоматически в символьном виде выполнять различные матричные операции, включая раскрытие определителей, но также преобразовывать и упрощать сложные аналитические выражения. После раскрытия определителей в (9)–(12) в программе были получены аналитические выражения (13)–(16), описывающие сигнальные характеристики Z_T , K_U , Z_{in} и Z_{out} ТИУ. Для компактности представления в статье эти выражения записаны через коэффициенты, приведенные в (4)–(8). Однако применение разработанной программы позволяет получить и развернутые аналитические формулы для характеристик в виде комплекснозначных функций частоты f и параметров всех элементов ТИУ и ЭС-транзисторов. При этом все рассмотренные сигнальные характеристики ТИУ имеют вид дробно-рациональных функций (ДРФ) комплексной частоты $p = j\omega$

$$h(p) = \frac{C(p)}{D(p)} = \frac{c_0 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_m p^m}{d_0 + d_1 p + d_2 p^2 + \dots + d_n p^n}, \quad (17)$$

где $C(p)$ и $D(p)$ – полиномы соответственно степеней m и n . С помощью алгоритмов компьютерной алгебры при необходимости можно из (17) получить также аналитические выражения для вещественной и мнимой частей или модуля и фазы ДРФ $h(p)$.

Вещественные коэффициенты полиномов c_i и d_j ($i = 0, 1, \dots, m; j = 0, 1, \dots, n$) в (17) зависят от элементов ТИУ:

– коэффициент трансимпедансного усиления

$$Z_T = \frac{U_2}{I_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta}; \quad (9)$$

– коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}}; \quad (10)$$

– входной и выходной импедансы

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta'}; \quad (11)$$

$$Z_{out} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta''}, \quad (12)$$

где Δ' и Δ'' – соответственно значения определителя Δ при $Y_S = 0$ и $Y_L = 0$.

$$c_i = c_i(\mathbf{e}); d_i = d_i(\mathbf{e}), \quad (18)$$

где $\mathbf{e} = (\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{g}_m)$ – вектор элементов ТИУ; $\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{g}_m$ – соответственно векторы сопротивлений, емкостей, индуктивностей и проводимостей управляемых источников тока, входящих в состав ТИУ и ЭС-транзисторов. Следует отметить, что перед исследованием характеристик ТИУ формулы вида (17) целесообразно упростить, исключив в коэффициентах c_i и d_j полиномов те слагаемые, которые незначительно влияют в исследуемой полосе частот усилителя на характеристику $h(p)$.

В качестве примера ниже записано полученное из (13) упрощенное выражение для трансимпеданса Z_T ТИУ на рис. 1:

$$Z_T(p) = \frac{c_0 + c_1 p}{d_0 + d_1 p + d_2 p^2}, \quad (19)$$

$$\text{где } c_0 = -g_{m1}(G'_f + G_{ds2} + G_{R2}); \quad c_1 = -g_{m1}C_{t2};$$

$$d_0 = G_f^2(G'_L) - g_{m1}g_{m2}G_f - G_f(G'_L + G_{ds1})(G_{R2} + G'_f);$$

$$d_1 = G'_f(G'_L C_{t1} + G_f C_{ds1}) + g_{m1}G'_f C_{gd1} + g_{m1}G_f C_{gs2};$$

$$d_2 = G'_f C_{t1} C_{ds1}. \quad (20)$$

В (20) приняты следующие обозначения:

$$G'_f = G_f + g_{m2}; \quad G'_L = G_L + G_{R1}; \quad C_{t1} = C_{gs1} + C_{gd1};$$

$$C_{t2} = C_{gs2} + C_{ds2}.$$

Также было получено из (19), (20) выражение для значения трансимпеданса $Z_T(0)$ ТИУ на низких частотах (постоянном токе):

$$Z_T(0) = \frac{c_0}{d_0} = \frac{-g_{m1}(G'_f + G_{ds2} + G_{R2})}{G_f^2(G'_L) - g_{m1}g_{m2}G_f - G_f(G'_L + G_{ds1})(G_{R2} + G'_f)} \approx -\frac{R_1 R_L g_{m1}(1 + R_f g_{m2})}{g_{m2}(R_1 + R_L + R_1 R_L g_{m1})} \quad (21)$$

Исследование характеристик ТИУ с обратной связью

С помощью полученных аналитических формул (13)–(16) в компактном и развернутом виде было проведено исследование сигнальных характеристик входного каскада интегрального ТИУ с ООС по схеме на рис. 2. В усилителе используются полевые *n*-канальные транзисторы, выполненные по отечественной 90 нм радиочастотной (РЧ) КМОП-технологии HCMOS10LP с толщиной подзатворного диэлектрика $t_{ox} = 2,1$ нм и типовым напряжением 1,2 В.

Перед анализом были найдены значения элементов ЭС интегральных КМОП-транзисторов [3, 18, 19] (см. рис. 3) для разной ширины затвора *W* и нескольких режимов по постоянному току, эти данные для $W = 35; 70$ и 105 мкм при напряжениях смещения $V_{gs} = 0,65-0,7$ В, $V_{ds} = 1,2$ В приведены в таблице. В таком режиме при $W = 70$ мкм прибор обладает следующими основными параметрами: граничные частоты $f_1 \approx 70$ ГГц и $f_{max} \approx 90$ ГГц, коэффициент шума $NF \approx 1,7$ дБ на частоте 5 ГГц. Через N_f и W_f в таблице обозначены соответственно число и ширина единичных затворов («пальцев») транзистора.

Значения элементов ЭС КМОП транзистора для трех значений ширины затвора ($W = 35, 70$ и 105 мкм)

<i>W</i> , мкм	N_f	W_f , мкм	C_{gs} , фФ	C_{gd} , фФ	C_{ds} , фФ	R_{ds} , Ом	g_m , мСм
35	50	0,7	28	14	20	1300	21
70	50	1,4	54	26	44	360	43
105	50	2,1	79	38	70	170	65

На основе формул (13)–(16) было проведено исследование влияния сопротивления ООС R_f , ширины затвора *W* и элементов ЭС транзисторов на частотные зависимости сигнальных характеристик ТИУ. Если иначе не указано, далее результаты представлены для ширин затворов обоих транзисторов $W_1 = W_2 = 70$ мкм, значений сопротивлений $R_1 = 192; R_2 = 812; R_f = 200; R_L = 50$ Ом и режимов транзисторов по постоянному току $I_{d1} = 6,8$ мА; $I_{d2} = 0,8$ мА, $V_{d1} = 2,5$ В, $V_{d2} = 1,85$ В.

На рис. 5 изображена частотная характеристика $|Z_T|$ для разных значений сопротивления ООС R_f . Как видно, уменьшение сопротивления R_f приводит к расширению полосы пропускания (от 8,4 ГГц при $R_f = 300$ Ом до 18 ГГц при $R_f = 50$ Ом), но при этом снижается усиление.

Следует отметить, что в нескольких публикациях (в том числе в [1]) приведено следующее упрощенное выражение для трансимпедансного усиления $Z_T(0)$ ТИУ с ООС (см. рис. 2) на постоянном токе:

$$Z_T(0) \approx -R_f \frac{g_{m1}R'_L}{1 + g_{m1}R'_L} \quad (22)$$

Из (22) следует, что трансимпедансное усиление $Z_T(0)$ ТИУ на рис. 2 всегда меньше сопротивления ООС R_f . Однако полученное с помощью компьютерного символьного анализа более сложное выражение (21) показывает, что при сравнительно малых R_f формула (22) приводит к значительным погрешностям и в реальности указанное соотношение между R_f и $Z_T(0)$ нарушается. Сказанное подтверждается результатами моделирования (см. рис. 5) – например, при $R_f = 50$ Ом величина трансимпеданса на нулевой частоте составляет около 90 Ом.

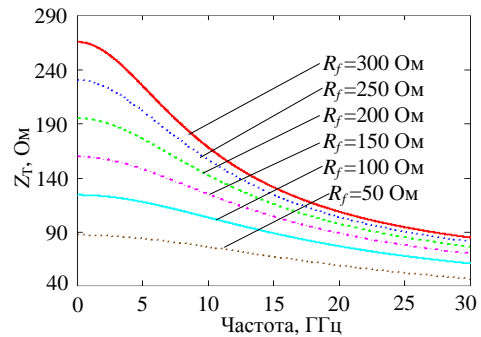


Рис. 5. Частотные зависимости трансимпеданса ТИУ при разных значениях сопротивления ООС R_f

Были исследованы зависимости сигнальных характеристик и полосы пропускания ТИУ от ширины затворов транзисторов T_1 и T_2 (рис. 6–9).

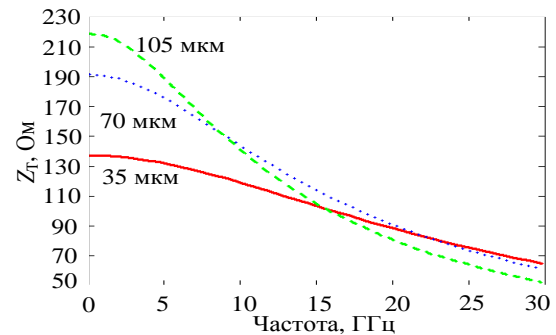


Рис. 6. Частотные зависимости трансимпеданса ТИУ при $W_1 = 35$ мкм, 70 и 105 мкм ($R_f = 200$ Ом)

Обнаружено, что наиболее сильное влияние на сигнальные характеристики ТИУ оказывает величина W_1 , а значение W_2 влияет гораздо слабее. Из графиков на рис. 6 вытекает, что при уменьшении W_1 до 35 мкм полоса пропускания ТИУ расширяется ($\Delta f_{3дБ} = 18,5$ ГГц), но существенно падает трансимпеданс вследствие снижения крутизны транзистора T_1 . Также с уменьшением W_1 снижается абсолютная величина ГВЗ (видимо, из-за уменьшения емкостей прибора), возрастают входное и выходное сопротивления ТИУ (см. рис. 7, 8).

Очевидно, при изменении ширины затворов W_1 и W_2 транзисторов изменяются величины всех элементов ЭС (см. таблицу), при этом наибольшее влияние оказывает емкость C_{gs1} транзистора T_1 . Указанный факт подтверждает рис. 9, где представлены частотные зависимости трансимпеданса $|Z_T|$ ТИУ для

разных величин C_{gs1} (остальные элементы ЭС приборов T_1 и T_2 соответствуют таблице при $W_1 = 70$ мкм). В то же время проходная емкость C_{gd1} и емкости в ЭС транзистора T_2 влияют на сигнальные характеристики ТИУ гораздо в меньшей степени. Подобный анализ влияния отдельных элементов ЭС помогает выбрать топологию и конструкцию КМОП-транзисторов для интегрального ТИУ – в частности, емкость C_{gs} прибора во многом зависит от числа и ширины «пальцев» затвора [4].

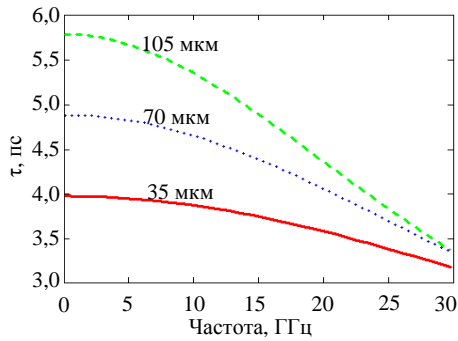


Рис. 7. Частотные зависимости ГВЗ при $W_1 = 35; 70$ и 105 мкм ($R_f = 200$ Ом)

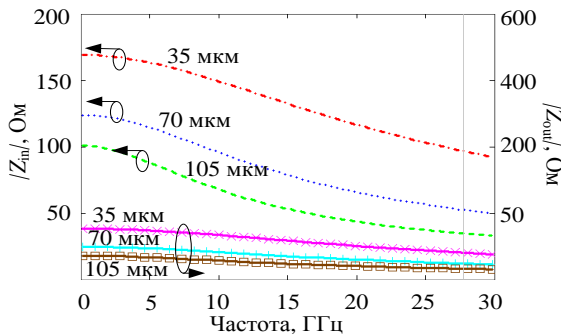


Рис. 8. Частотные зависимости $|Z_{in}|$ и $|Z_{out}|$ при $W_1 = 35; 70$ и 105 мкм

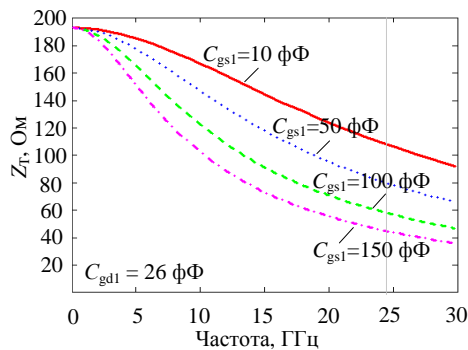


Рис. 9. Частотные зависимости трансимпеданса ТИУ при разных значениях емкости C_{gs1} ($C_{gd1} = 26$ фФ)

Анализ устойчивости ТИУ выполнен на базе аналитического выражения (19) для $Z_T(p)$ с использованием метода корневого годографа [12]. Метод состоит в построении так называемых корневых годографов (траекторий перемещения корней характеристического уравнения исследуемой цепи) на комплексной плоскости при изменении одного или нескольких параметров элементов этой цепи. Если все

корни находятся в левой полуплоскости и отстоят от мнимой оси, схема является устойчивой. При этом может быть найден интервал изменения исследуемого параметра ТИУ, в пределах которого цепь остается устойчивой.

Известные варианты метода корневого годографа применительно к проектированию систем автоматического управления были предложены в «докомпьютерный» период, они рассчитаны на приближенный анализ устойчивости систем по возможности без сложных вычислений корней алгебраических полиномов [12, 13]. Однако в настоящее время численный расчет корней полиномов достаточно высокой степени (до 10 и более) не вызывает затруднений и реализован, в частности, в пакетах Maple, MatLab и Mathcad. Поэтому применен способ, включающий непосредственное вычисление значений корней с помощью численной процедуры и графическое отображение траекторий корней на комплексной плоскости при дискретном изменении с заданным шагом исследуемого параметра схемы, он просто реализуется в программе Mathcad.

Рассмотренным способом была исследована устойчивость входного каскада ТИУ на рис. 1. При этом в качестве характеристического полинома выступает полином знаменателя $D(p)$ в выражении (19) для трансимпеданса Z_T усилителя. Расчет корней $D(p)$ был выполнен в интервале изменения сопротивления ООС R_f от 100 до 1000 Ом при равных значениях ширины затвора транзисторов: $W_1 = W_2 = 70$ мкм.

Так как рассчитанные корневые годографы (рис. 10) полностью располагаются в левой полуплоскости, в указанном диапазоне изменения R_f ТИУ сохраняет устойчивость.

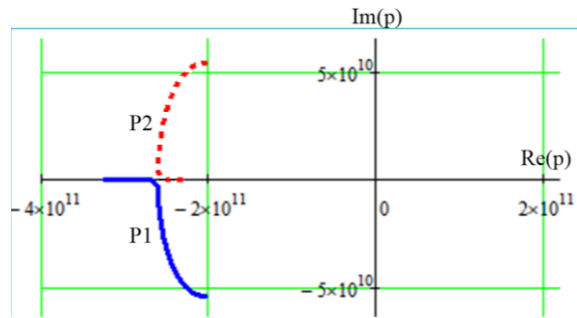


Рис. 10. Корневые годографы ТИУ по схеме рис. 1

При использовании критерия Гурвица [13] символическое представление характеристического полинома $D(p)$ позволяет также записать в аналитическом виде условия устойчивости ТИУ, выраженные через элементы схемы. В частности, для полинома $D(p)$ 2-го порядка эти условия имеют вид [13]

$$d_0 > 0, d_1 > 0, d_2 > 0. \quad (23)$$

В случае ТИУ на рис. 1 коэффициенты d_j ($j = 0, 1, 2$) выражаются соотношениями (20).

Для оценки адекватности и точности представленных результатов расчета и анализа характеристик ТИУ по полученным выше аналитическим формулам было выполнено их сравнение с результатами моделирования в САПР ADS при применении точных

нелинейных моделей КМОП-транзисторов. В качестве примера на рис. 11 показаны частотные зависимости $|Z_T|$, $|Z_{in}|$ и τ , найденные как из аналитических выражений, так и из моделирования в САПР. Это сравнение подтверждает достаточную точность символьного анализа СВЧ ТИУ на основе приведенных на рис. 3 моделей КМОП-транзисторов вплоть до частоты 30 ГГц.

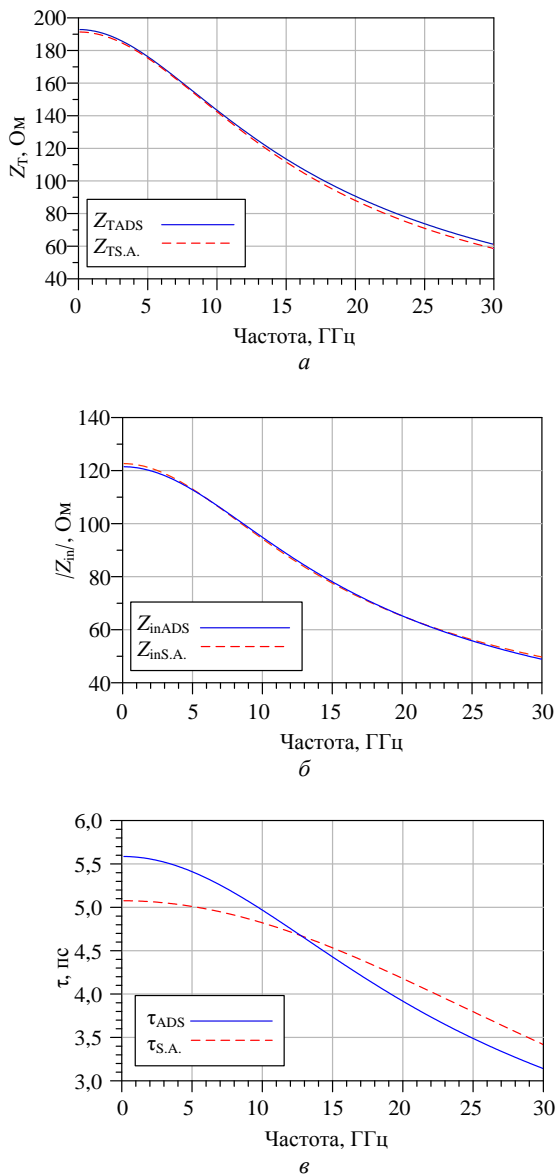


Рис. 11. Частотные зависимости характеристик ТИУ: а – Z_T ; б – Z_{in} ; в – τ ; — — моделирование в САПР (ADS); - - - - расчет по аналитическим формулам (S.A.)

В конце следует отметить, что представление характеристик ТИУ в аналитической форме дает возможность также рассчитать значения элементов усилителя на рис. 1, исходя из заданной формы АЧХ трансимпеданса Z_T . В частности, в [16] нами описано применение известного метода Брауде [14] для обеспечения максимально плоской АЧХ СВЧ ТИУ, выполненного по схеме КМОП-инвертора с ООС.

Также для указанной цели может быть адаптирована предложенная ранее методика расчета сверхширокополосных СВЧ-усилителей [15], состоящая в приравнивании выраженных в символьном виде коэффициентов ДРФ вида (17) численным коэффициентам опорной передаточной функции с подходящей формой АЧХ. Однако рассмотрение этих вопросов выходит за рамки настоящей статьи.

Заключение

Предложена методика исследования и проектирования СВЧ ТИУ, основанная на совместном применении компьютерного символьного анализа и линейных моделей КМОП-транзисторов в виде ЭС. Показано, что она, в отличие от анализа на базе идеализированных моделей активных элементов [1–3], обеспечивает достаточную точность вплоть до частоты 30 ГГц.

Методика дает возможность исследовать с помощью полученных выражений влияние различных параметров схемы и получить рекомендации для расчета ТИУ. Анализ влияния отдельных элементов ЭС помогает выбрать конструкцию и размеры КМОП транзисторов для интегральных ТИУ.

Использование компьютерного символьного метода анализа совместно с численным при разработке СВЧ ТИУ имеет ряд преимуществ по сравнению с применением только численного моделирования. Методика является достаточно универсальной, поэтому на ее основе открывается возможность разработки программы для исследования и расчета разных схем СВЧ ТИУ на КМОП-транзисторах [16]. Подобная программа разрабатывается в настоящее время.

Полезность такой программы обусловлена той особенностью, что, в отличие от ручного вывода формул, компьютерный символьный анализ может быть применен к более сложным схемам ТИУ и имеет гораздо меньше ограничения на сложность получаемых аналитических выражений, которые далее могут быть автоматически упрощены [8]. При этом полезными являются как упрощенные формулы, так и формулы без упрощений. Первые из них используются разработчиком для оценки свойств ТИУ и влияния элементов, а также приближенного расчета элементов [16]. Вторые применяются для более точного компьютерного моделирования, причем сложность формул в этом случае не имеет принципиального значения.

Исследованная схема входного каскада ТИУ с общей ООС была нами применена в практической разработке ИС ТИУ для оптического приемника со скоростью передачи 25 Гбит/с, выполненной по зарубежной технологии [20]. На основе рассмотренной схемы предполагается также разработка и изготовление ИС ТИУ со скоростью не менее 10 Гбит/с с использованием отечественной КМОП-технологии.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Литература

1. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers. – Hoboken: Wiley, 2018. – 573 p.
2. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. – Hoboken: Wiley, 2012. – 444 p.
3. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – 292 p.
4. Voinigescu S. High-frequency integrated circuits. – New York: Cambridge University Press, 2013. – 902 p.
5. Romanova A. A review of modern CMOS transimpedance amplifiers for OTDR applications / A. Romanova, V. Barzdenas // Electronics. – 2019. – PP. 1–33.
6. Wang Y. A 3-mW 25-Gb/s CMOS transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100Gbpsystems / Y. Wang, Y. Lu, Q. Pan, Z. Hou, L. Wu, W. Ki, P. Yue // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – 2014. – PP. 275–275.
7. Zimmermann H. Silicon optoelectronic integrated circuits. – Vienna: Springer, 2019. – 456 p.
8. Fakhfakh M. Design of analog circuits through symbolic analysis. – Tunisia: Bentham Books, 2012. – 468 p.
9. Трохименко Я.К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. – М.: Сов. радио, 1972. – 212 с.
10. Девенпорт Дж. Компьютерная алгебра. Системы и алгоритмы алгебраических вычислений / Пер. с фр. / Под ред. А.В. Михалева. – М.: Мир, 1991. – 352 с.
11. Бабак Л.И. Анализ линейных шумящих СВЧ-цепей с использованием топологической матрицы рассеяния // Вестник ТГПУ. – 2005. – № 7. – С. 11–17.
12. Горювиц А.М. Синтез систем с обратной связью. – М.: Советское радио, 1970. – 603 с.
13. Макаров И.М. Линейные автоматические системы / И.М. Макаров, Б.М. Менский. – М.: Машиностроение, 1977. – 464 с.
14. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. – М.: Связь, 1967. – 249 с.
15. Бабак Л.И. Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ- и СВЧ-усилителей / Л.И. Бабак, А.Н. Шевцов, Р.Р. Юсупов // Электронная техника. – Сер. 1: СВЧ-техника. – 1993. – № 3. – С. 60–63.
16. Коряковцев А.С. Символьный анализ и расчет входного каскада СВЧ-транsimpедансного усилителя по схеме КМОП-инвертора с обратной связью / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // XII Всерос. науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, 2023 (в печати).
17. Сигорский В.П. Матрицы и графы в электронике. – М.: Энергия, 1986. – 178 с.
18. Коколов А.А. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2. – С. 153–156.
19. Коколов А.А. Обзор математических моделей СВЧ-полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 1. – С. 118–123.
20. Koryakovtsev A.S. A DC-20 GHz integrated linear-photon receiver in a 0.25 um BiCMOS SiGe:C technology / A.S. Koryakovtsev, A.A. Kokolov, D.A. Konkin, F.I. Sheyerman, L.I. Babak // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). – 2019. – PP. 1–4.

Коряковцев Артём Сергеевич

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) М.н.с. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИС и СНК) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Тел.: +7-913-872-57-87
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, директор НИИ микроэлектронных систем ТУСУРа, проф. каф. КСУП Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2333-0518
Тел.: +7-960-969-91-52
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛПРИС и СНК ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-8910-4329
Тел.: +7-923-405-93-59
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Koryakovtsev A.S., Babak L.I., Kokolov A.A.

Computer symbolic analysis and study of the signal characteristics of a microwave integrated transimpedance amplifier based on CMOS-transistors

A technique is proposed for investigating and designing microwave transimpedance amplifiers (TIAs) based on the joint use of computer symbolic analysis and CMOS-transistors' linear equivalent circuits (ECs). The technique makes it possible to analyze the influence of various schematic parameters on TIA performances using automatically generated analytical expressions as well as to obtain recommendations for amplifier design. The investigation of the influence of devices' EC elements helps to choose CMOS-transistors' constructions and sizes when designing integrated TIAs.

The approach proposed is applied to the input stage of microwave common source-common drain TIA with parallel feedback. The analysis of dependences of the main TIA characteristics (transimpedance, group delay, and input/output impedances) on circuit elements and transistor parameters is performed. Also, the amplifier stability is investigated. It is shown that, in contrast to the commonly used TIA analysis based on idealized models of active elements, the proposed approach provides sufficient accuracy in calculating amplifier performances up to the frequency of 30 GHz.

Keywords: Transimpedance amplifier, microwaves, IC, CMOS-transistor, linear equivalent circuit, symbolic analysis, computer algebra.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-7-15

References

1. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers. Hoboken, Wiley, 2018, 573 p.
2. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. Hoboken, Wiley, 2012, 444 p.

3. Gao J. *Optoelectronic integrated circuit design and device modeling*. Beijing, Higher Education Press, 2011, 292 p.

4. Voinescu S. *High-frequency Integrated Circuits*. New York, Cambridge University Press, 2013, 902 p.

5. Romanova A., Barzdenas V. A review of modern CMOS transimpedance amplifiers for OTDR applications. *Electronics*, 2019, pp. 1–33.

6. Wang Y., Lu Y., Pan Q., Hou Z., Wu L., Ki W., Yue P. A 3-mW 25-Gb/s CMOS transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100 Gbe systems. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2014, pp. 275–275.

7. Zimmermann H. *Silicon optoelectronic integrated circuits*. Vienna, Springer, 2019, 456 p.

8. Fakhfakh M. *Design of analog circuits through symbolic analysis*. Tunisia, Bentham Books, 2012, 468 p.

9. Trohimenko YA.K. *Metod obobshchennykh chisel i analiznykh cepej* [Generalized number method and linear circuit analysis]. Moscow, *Sovetskoe Radio*, 1972, 212 p.

10. Devenport Dzh. *Kompyuternaya algebra. Sistemy i algoritmy algebraicheskikh vychislenij* [Computer algebra. Systems and algorithms for algebraic calculations] / Translation from French, Ed. A.V. Mikhaleva. Moscow, Mir, 1991, 352 p.

11. Babak L.I. *Analiz linejnykh shumyashchih SVCH cepej s ispol'zovaniem topologicheskoy matricy rasseyaniya* [Analysis of Linear Noisy Microwave Circuits Using Topological Scattering Matrix]. *Tomsk State Pedagogical University Bulletin*, 2005, no. 7, pp. 11–17.

12. Gorovic A.M. *Sintez sistem s obratnoj svyazyu* [Synthesis of systems with feedback]. Moscow, *Sovetskoe Radio*, 1970, 603 p.

13. Makarov I.M., Menskij B.M. *Linejnye avtomaticheskie sistemy* [Linear automatic systems]. Moscow, Mashinostroenie, 1977, 464 p.

14. Braude G.V. *Korrekcija tvizionnykh i impul'snykh signalov* [Correction of television and impulse signals]. Moscow, *Svyaz'*, 1967, 249 p.

15. Babak L.I., Shevcov A.N., Yusupov R.R. *Paket programm avtomatizirovannogo rascheta tranzistornyh shirokopolosnyh i impul'snyh UVCH i SVCH usilitelej* [Software package for automated calculation of transistor broadband and pulsed UHF and microwave amplifiers]. *Electronic Engineering. SERIES I: Microwave Engineering*, 1993, no. 3, pp. 60–63.

16. Koryakovtsev A.S., Babak L.I., Kokolov A.A. Simvol'nyj analiz i raschet vhodnogo kaskada SVCH transimpedansnogo usilitelya po skheme KMOP-invertora s obratnoj svyaz'yu [Symbolic analysis and calculation of the input stage of a microwave transimpedance amplifier using a CMOS inverter with feedback]. *Scientific and Technical Conference*

«*Microwave Electronic and Microelectronic*», 2023 (in the press).

17. Sigorskij V.P. *Matricy i grafy v elektronike* [Matrices and graphs in electronics]. Moscow, Energiya, 1986, 178 p.

18. Kokolov A.A., Babak L.I. [A technique for extraction of HEMT small signal model]. *Proceedings of TUSUR University*, 2010, no. 2, pp. 153–156.

19. Kokolov A.A., Sheyerman F.I., Babak L.I. [Review of mathematical models of microwave high electron mobility transistors]. *Proceedings of TUSUR University*, 2010, no. 1, pp. 118–123.

20. Koryakovtsev A.S., Kokolov A.A., Konkin D.A., Sheyerman F.I., Babak L.I. A DC-20 GHz Integrated Linear-Photonic Receiver in a 0.25 μm BiCMOS SiGe:C Technology. *Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*, 2019, pp. 1–4.

Artyom S. Koryakovtsev

Graduate student, Department of Computer Control and Design Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), junior researcher, Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 ORCID: 0000-0001-6075-390X
 Phone: 7-913-872-57-87
 Email: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Leonid I. Babak

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Computer Control and Design Systems, Director of Research Institute of Microelectronic Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 ORCID: 0000-0002-2333-0518
 Phone: +7-960-969-91-52
 Email: leonid.babak@mail.ru

Andrej A. Kokolov

Candidate of Sciences in Engineering, Head of the Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 ORCID: 0000-0002-8910-4329
 Phone: +7-923-405-93-59
 Email: andrei.a.kokolov@tusur.ru