Методика интерактивного визуального расчета входного каскада интегрального оптического приемника во временной области

М.В. Черкашин

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Аннотация. В докладе представлена интерактивная визуальная процедура расчета входного каскада интегрального оптического приемника (ОПрм) с учетом требований к его частотной и временной характеристикам. Приводится пример расчета входного каскада ОПрм на КМОП транзисторах с полосой рабочих частот до 10 ГГц и скоростью передачи данных до 10 Гбит/с.

Ключевые слова: автоматизация проектирования, оптический приемник, трансимпедансный усилитель, КМОП-транзистор, АЧХ, ГВЗ, переходная характеристика

1. Введение

Основными компонентами входного каскада ОПрм являются фотодиод (ФД) и трансимпедансный усилитель (ТИУ), которые могут быть выполнены в виде отдельных чипов и при гибридном исполнении ОПрм объединяются в общем корпусе с помощью соединительных элементов, например разварочных проволочек и др. [1-3]. Паразитные параметры этих элементов оказывают заметное влияние на характеристики ОПрм, особенно в области СВЧ. В основе известных методов расчета как ТИУ, так и ОПрм, лежат модели активных элементов (АЭ) в виде упрощенных эквивалентных схем (ЭС) и достаточно простые аналитические выражения [1-4, 8], что не обеспечивает требуемой точности расчетов на высоких частотах. Кроме того, несмотря на то, что для ТИУ цифровых ОПрм также важна форма выходного импульсного сигнала, представленные в литературе подходы к их расчету [1-10] и др. предполагают исследование характеристик, а также расчет элементов ТИУ и ОПрм только в частотной области, при этом, как правило, рассматриваются амплитудно-(АЧХ) и зависимость группового времени запаздывания частотная (ΓB3) трансимпеданса. Требования к переходной характеристике (ПХ) трансимпеданса учитываются лишь косвенно путем соответствующего выбора формы АЧХ и/или ГВЗ (чаще всего выбирается максимально-плоская форма этих характеристик) [1-3, 9, 11].

В данном докладе предлагается подход, позволяющий на основе численных методов анализа и моделей активных элементов в виде s-параметров, выполнить расчет СВЧ интегральных ОПрм непосредственно во временной области. Также методика позволяет исследовать параметры переходного процесса (время нарастания фронта, выброс на переднем фронте) в зависимости от параметров элементов ОПрм, а также рассчитать значения этих элементов для обеспечения требуемой формы выходного импульсного сигнала.

2. Описание методики проектирования

Эквивалентная схема входного каскада ОПрм, включающего в себя ФД, усилительный каскад ТИУ и элементы их соединения, показана на рис. 1,*а*. Фотодиод в схеме описывается следующими элементами: *I*_{PD} – источник фототока; *C*_{PD} – емкость ФД; *G*_{PD} – сумма проводимости обратно смещенного ФД и проводимости

резистора, через который на диод подается напряжение смещения; R_C – сумма омического сопротивления контактной области ФД (R_{PDs}) и омического сопротивления соединительного элемента (R_{sc}); L_{PD} – индуктивность вывода ФД, L_{sc} – индуктивность соединительного элемента, т.е. общая индуктивность $L_C = L_{PDs} + L_{sc}$. АБ – активный блок, который может представлять собой усилительный элемент (СВЧ транзистор), усилительный каскад (ТИУ) или несколько каскадов (ТИУ + усилитель напряжения).



Рисунок 1. Эквивалентная схема СВЧ ОПрм (а) и ее схема замещения (б)

Для анализа представим ЭС ОПрм на рис. 1,*а* в виде соединения двух четырехполюсников (рис. 1,*б*). Первый из них – это П-образная цепь, образованная двухполюсниками Y_D , Z_C и Y_P , где $Y_D = G_D + j\omega C_{PD}$ и $Y_P = G_P + j\omega C'_P$ – комплексные проводимости включенных параллельно двухполюсников, $Z_C = R_C + j\omega L_C$ – импеданс включенного последовательно двухполюсника. Вторая четырехполюсная цепь – это активный блок, характеризуемый параметрами рассеяния. Матрица рассеяния АБ [S_{AB}] известна, например, из результатов моделирования или измерений. Формулу, устанавливающую связь между трансимпедансом $Z_{T\Sigma}$ ОПрм и параметрами рассеяния АБ можно получить на основе матричного анализа цепей [12]. Для схемы на рис. 1,*б* она имеет вид:

$$Z_{T\Sigma} = \frac{Z_0 s_{21AB}}{(1 - s_{11AB})(1 + Z_C Y_D) + Z_0 (1 + s_{11AB})[Y_D + Y_P (1 + Z_C Y_D)]}.$$
 (1)

где s_{11AB} и s_{21AB} – параметры рассеяния АБ. Учитывая, что входной импеданс АБ равен $Z_{inAB} = Z_0 (1+s_{11AB})/(1-s_{11AB})$, выражение (1) можно переписать немного в другом виде:

$$Z_{T\Sigma} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(Z_0 + Z_{inAB}) \cdot s_{21AF}}{Z_{inAB}Y_D + (1 + Z_{inAB}Y_P)(1 + Z_CY_D)} = Z_{T\Sigma}^{(1)} \cdot s_{21AF}.$$
 (2)

Соотношение (2) является произведением двух сомножителей. Первый из них $(Z_{T\Sigma}^{(1)})$ характеризует влияние на общий трансимпеданс ОПрм $Z_{T\Sigma}$ П-образной входной цепи и ФД, а второй (s_{21AB}) – влияние волнового коэффициента передачи активного блока, измеренного в стандартном СВЧ тракте. Из (2) получим формулы, позволяющие разделить влияние указанных факторов на АЧХ и ПХ трансимпеданса ОПрм:

$$\left| Z_{T\Sigma}(\omega) \right| = \left| Z_{T\Sigma}^{(1)}(\omega) \right| \cdot \left| s_{21AB}(\omega) \right|; \tag{3}$$

$$h_{T\Sigma}(t) = h_{T\Sigma}^{(1)}(t) \cdot h_{21AB}(t).$$
(4)

Здесь $h_{T\Sigma}^{(1)}(t)$, $h_{21AB}(t)$ – ПХ, отвечающие соответственно множителю $Z_{T\Sigma}^{(1)}$ и волновому коэффициенту передачи s_{21AF} . Соотношения (2)-(4) удобны для приближенного анализа АЧХ, ФЧХ, ГВЗ и ПХ трансимпеданса $Z_{T\Sigma}(\omega)$ ОПрм, если известны аналитические формулы или эквивалентные цепочки, описывающие входной импеданс АБ $Z_{in}(\omega)$ и ФД $Y_{PD}(\omega)$, а также коэффициент передачи s_{21AF} АБ в стандартном тракте.

На входе АБ в качестве ТИУ часто применяются усилительные каскады на полевых транзисторах (ПТ) по схеме с общим истоком (ОИ) или на биполярных транзисторах (БТ) по схеме с общим эмиттером (ОЭ). При этом для расширения полосы пропускания и согласования ТИУ с источником сигнала применяются цепи параллельной отрицательной обратной связи (ООС), согласующие цепи (СЦ) и цепи ВЧ коррекции [1-4, 8] и др. Входной импеданс усилительного каскада на ПТ с ОИ или на БТ с ОЭ, охваченного цепью резистивной параллельной ООС, в широкой полосе частот достаточно хорошо аппроксимируется простой параллельной RCцепочкой [1-3, 13] с проводимостью $Y_{inAF}(\omega) = 1/Z_{inAF}(\omega) = 1/R_{in} + j\omega C_{in}$, где R_{in} и C_{in} – входное сопротивление и входная емкость ПТ или БТ.

Учтем указанное обстоятельство при выводе передаточной функции ОПрм. Для упрощения анализа представим активный блок в составе ЭС ОПрм как некоторый активный четырехполюсник (AЧ) с матрицей рассеяния [S_{ε}], на входе которого включена емкость C_{in} (рис. 1,*a*). Чтобы по исходной матрице рассеяния [SAB] активного блока найти матрицу [S], нужно из него выделить («вычесть») емкость *C*_{in}.

Очевидно, после выделения из АБ емкости C_{in} входной импеданс оставшегося четырехполюсника будет (в пределах принятого приближения) чисто резистивным и равным R_{in}. В эквивалентной схеме на рис. 1, а выделенная емкость C_{in} подключена параллельно емкости на входе ТИУ C_P , т.е. суммарная емкость равна $C'_P = C_{in} + C_P$.

Далее мы будем предполагать, что в первом каскаде ОПрм для расширения полосы пропускания используется усилительный каскад с параллельной ООС. В этом случае проводимость потерь в конденсаторе СР намного меньше входной проводимости АЧ ($G_P \ll 1/R_{in}$), и ей можно пренебречь, т.е. можно принять $G_P \approx 0$.

В результате схему на рис.1,а можно представить как соединение П-образной образованной двухполюсниками $Y_D = G_D + j\omega C_D$, $Z_C = R_C + j\omega L_C$ цепи, И $Y_{P} = Y'_{P} = j \omega C'_{P}$, и активного четырехполюсника с матрицей рассеяния [S] И резистивным входным сопротивлением *R*_{in}:

$$Z_{T\Sigma}(j\omega) = \frac{0, 5 \cdot (Z_0 + R_{in}) \cdot s_{21}(j\omega)}{1 + G_D(R_C + R_{in}) + j\omega [C_D(R_C + R_{in}) + R_{in}C'_P] + (j\omega)^2 [L_C C_D + R_{in}C'_P R_C C_D] + (j\omega)^3 L_C C_D R_{in}C'_P}$$
WITH

$$Z_{T\Sigma}(j\omega) = Z_{T\Sigma0} \cdot \frac{1}{1 + j\omega b_1 + (j\omega)^2 b_2 + (j\omega)^3 b_3} \cdot s'_{21}(j\omega)$$
(5)

Выражение (5) также можно представить в виде подобному (3)

$$Z_{T\Sigma}(j\omega) = Z_{T\Sigma0} \cdot K(j\omega) \cdot s'_{21}(j\omega), \qquad (6)$$

 $\mu = 1 + G_D(R_c + R_{in}) > 1$ – коэффициент, отражающий влияние проводимости где потерь G_D на трансимпеданс ОПрм на постоянном токе (на нулевой частоте $\omega = 0$);

 $Z_{T\Sigma0} = s_{210} (Z_0 + R_{in}) / 2\mu$ – значение трансимпеданса на 0-й частоте;

 $s'_{21}(j\omega) = s_{21}(j\omega)/s_{210}$ – нормированная АЧХ ТИУ;

 $b_1 = [(R_c + R_{in}) C_D + R_{in} C'_P]/\mu; b_2 = [L_c C_D + R_{in} C'_P R_c C_D]/\mu; b_3 = [L_c C_D R_{in} C'_P]/\mu$ коэффициенты знаменателя функции *K*(*j*ω).

Формулы (2), (3), (5), (6) определяют передаточную функцию трансимпеданса $Z_{T\Sigma}(j\omega)$ ТИУ с П-образной цепью коррекции на входе (рис. 1,6). Эти формулы позволяют исследовать влияние различных факторов, в том числе величин интегральных элементов входной КЦ и потерь в них, на суммарный трансимпеданс $Z_{T\Sigma}$ ОПрм. Согласно (4), форму нормированной переходной характеристики $h'_{T\Sigma}(t)$ трансимпеданса можно определить, вычислив произведение ПХ $h_K(t)$ множителя $K(j\omega)$ и нормированной ПХ $h'_{21}(t)$ волнового коэффициента передачи $s_{21}(j\omega)$ активного четырехполюсника. Так как АЧХ коэффициента передачи $s_{21}(j\omega)$ активного четырехполюсника (после «выделения» емкости C_{in}) будет достаточно плоской в рабочем диапазоне частот, форма ПХ на выходе АБ (т.е. всего ОПрм), будет в основном определяться формой ПХ полиномиальной передаточной функции $K(j\omega)$. Результирующее время нарастания $t_{R\Sigma}$ выходного напряжения можно приближенно вычислить по формуле [12-14]:

$$t_{R\Sigma} \approx \sqrt{t_{RK}^2 + t_{R21}^2} \,. \tag{7}$$

где t_{RK} — время нарастания ПХ множителя $K(j\omega)$; t_{R21} — время нарастания ПХ коэффициента передачи $s_{21}(j\omega)$.

Таким образом, одна из задач проектирования интегрального ОПрм (см. рис. 1,*a*) состоит в расчете элементов КЦ, при которых параметры ПХ функции $K(j\omega)$, т.е. время нарастания фронта t_{RK} и выброс ε_K , отвечают заданным ограничениям. Ограничение на величину t_{RK} можно определить по формуле (7), исходя из требуемого времени нарастания ПХ драйвера $t_{R\Sigma}$, при этом величина t_{R21} для ПХ АБ может быть найдена с помощью численных алгоритмов по известной функции $s_{21}(j\omega)$.

Анализу АЧХ и ПХ для линейных усилительных устройств, описываемых передаточной функцией 2-го и 3-го порядков вида (5) посвящено достаточно много работ, см. например [1-3, 8, 9, 11-14] и др.. Однако в них либо используются несколько упрощенные выражения для параметров АЧХ и ПХ [1-3, 9], либо приводятся диаграммы связывающие характеристики устройства со специальными параметрами коррекции, через которые далее можно пересчитать значения элементов корректирующих цепей для получения заданной формы АЧХ или ПХ [11-14]. Все это приводит к достаточно сложной поэтапной процедуре расчета.

В данной методике предлагается на основании расчета АЧХ и ПХ по формулам (5), (6) построить диаграммы линий уровня характеристик ОПрм (или ТИУ) непосредственно на плоскости значений элементов корректирующей цепи, что даст нам возможность не только выбрать адекватные значения элементов цепи коррекции, но и исследовать решаемую задачу. Для этого в среде МАТLAB была разработана специальная программа Step-TIA. Программа Step-TIA использует встроенные в МАТLAB функции численного анализа линейных систем [15, 16], заданных в виде отношения двух полиномов. В узлах прямоугольной сетки на плоскости двух выбранных параметров коррекции вычисляются нормированная ПХ и АЧХ передаточной функции $K(j\omega)$, заданной формулой (5), и по ним находятся параметры качества – скорость нарастания переднего фронта и выброс для ПХ, полосу пропускания для АЧХ. Средствами МАТLAB также осуществляется графическое построение диаграммы параметров и интерактивный визуальный выбор подходящих значений параметров элементов КЦ применительно к схеме ОПрм на рис. 1,*а*.

3. Пример расчета СВЧ гибридно-интегрального оптического приемника

Гибридно-интегрированный ОПрм включает МИС ТИУ и кристалл ФД, которые соединены между собой разварочными проволочками. ИС ТИУ реализована на базе 90 нм КМОП техпроцесса HCMOS10_LP_7M_2.5V от АО «Микрон» [17] (Зеленоград). В качестве ФД был выбран бескорпусной InGaAs ФД производства ИФП СО РАН [18] (Новосибирск). Значения элементов ЭС ФД (рис. 1,*a*) были получены на основе анализа как конструктивных параметров и экспериментальных данных ФД, так и ЭС схем зарубежных ФД с близкими характеристиками: емкость и проводимость закрытого перехода соответственно равны $C_{PD} = 200 \text{ фФ}, G_{PD} = 10^{-5}$ См, объемное контактное сопротивление $R_{PDs} = 15$ Ом, индуктивность ФД $L_{PDs} \approx 0$.

Конструктивно в гибридно-интегрированном ОПрм кристалл ФД и МИС ТИУ соединяются между собой с помощью разварочной проволочки, сопротивление R_{cs} и индуктивность L_{cs} которой будут тоже являться элементами коррекции. Кроме того, для расширения частотного диапазона ОПрм включим во входную цепь дополнительную емкость $C'_P = C_P + C_{in}$, которая также может служить элементом частотной коррекции или моделировать контактную площадку на входе ТИУ.

Принципиальная схема интегрального ТИУ показана на рис. 2,*а*. Усилитель выполнен по схеме ОИ-ОС с общей параллельной обратной связью (ОС) [19, 20]. В цепи ОС наряду с резистором R_f используется индуктивность L_f , она является элементом индуктивной коррекции в ТИУ и также служит для расширения полосы пропускания [1-7, 19, 20]. При этом величины элементов цепи ООС R_f и L_f , соответствующие плоской форме АЧХ трансимпеданса ТИУ, были найдены по методике [19, 20] на основе символьно-численного представления характеристик ТИУ.



Рисунок 2. Схема ТИУ (*a*) и его частотные характеристики в 50-омном тракте (б)

Анализ показал, что входной импеданс $Z_{in}(f)$ ТИУ хорошо аппроксимируется параллельной *RC*-цепочкой до частоты ~ 20 ГГц, при $R_{in} \approx 123,2$ Ом, $C_{in} \approx 73,2$ фФ, а АЧХ $s_{\xi21}(\omega)$ ТИУ после «вычитания» C_{in} является достаточно плоской до частот ~30 ГГц, что позволяет пренебречь спадом АЧХ АБ и считать, что $s_{21AB}(\omega) = s_{21}(0) = s_{210AB} = 2,17$. Таким образом ТИУ в формуле (5) предоставлен входным импедансом R_{in} , C_{in} и коэффициентом передачи s_{210AB} , т.е. примем АЧХ АБ $s'_{21}(\omega) = 1$.

По результатам моделирования АБ с помощью формулы (5) можно вычислить низкочастотное значение трансимпеданса ТИУ:

$$Z_{T\Sigma0} = \frac{s_{210}(Z_0 + R_{in})}{2 \cdot [1 + G_D(R_C + R_{in})]} \approx 187, 8 \text{ Ом или } 45,5 \text{ дБ·Ом},$$

при $R_C \approx R_{PD} + R_{sc} = 20$ Ом, $R_{in} \approx 123$ Ом и $s_{210} = s_{210AB} = 2,17$.

Далее приступим к исследованию частотных и временных динамических характеристик ОПрм с входной П-образной КЦ, а также расчету элементов цепи коррекции. Решение этих задач осуществляется с помощью программы Step-TIA, предназначенной для графического построения диаграммы показателей качества ПХ и АЧХ на плоскости двух назначенных элементов схемы и визуального выбора значений этих элементов. Программа по аналитическим соотношениям (2), (5), (6), определяющим передаточную функцию трансимпеданса $Z_{T\Sigma}(\omega)$, позволяет рассчитать ПХ и АЧХ в узлах прямоугольной сетки на плоскости двух выбранных

элементов КЦ. Выберем для построения диаграммы элементы C_P и L_C . Остальные элементы можно задать исходя из известной модели ФД и принятых выше упрощений: $R_{PD} = 15$ Ом, $G_P = 10^{-5}$ См, $C_{PD} = 200 \ \phi \Phi$, $G_P \approx 0$, $s_{210Ab} = 2,17$, $R_{in} = 123$ Ом, $C_{in} = 73 \ \phi \Phi$, $R_{PDs} = 15$ Ом, $L_{PDs} \approx 0$, $t_{R21} \approx 0$. При этом в программе Step-TIA значение отдельных элементов также можно варьировать – в данном примере была выбрана величина $R_C = 20$ Ом (т.е. паразитное сопротивление индуктивности разварочной проволочки R_{sc} было принято равным 5 Ом).

Построенная по формуле (5) с помощью программы Step-TIA диаграмма параметров ПХ и АЧХ ОПрм показана на рис. 3,*a*. Она отображает линии равных значений времени нарастания фронта t_R и выброса є для нормированной ПХ, а также верхней граничной частоты f_{3dB} для АЧХ трансимпеданса $Z_{TK}(j\omega)$ (5) на плоскости элементов КЦ C_P и L_C .

На диаграмме значения всех элементов, а также параметров (показателей качества) временной и частотной характеристик приведены в удобных практических единицах: емкость C_P в фФ, индуктивность L_C в нГн, время нарастания t_R в пс, выброс є в процентах и верхняя граничная частота полосы пропускания f_{3dB} в ГГц.



Рисунок 3. Диаграмма параметров АЧХ и ПХ (*a*) ОПрм на плоскости элементов (C_P , L_C) (красная линий – время нарастания $t_{\rm H}$ в пс переднего фронта, синяя линия – выброс ε в %, граничная частота полосы пропускания $f_{\rm 3dB}$ в ГГц – розовая линия) и его ПХ, АЧХ и ГВЗ (δ) для точки А (C_P = 74 фФ; L_C = 2,4 нГн), полученные на основе расчета в MATLAB

Диаграмма (см. рис. 3,*a*) дает возможность выделить области значений элементов КЦ, в которых достигаются оптимальные параметры одной из характеристик ОПрм (например, максимальная полоса пропускания и др.), либо найти приемлемый компромисс между несколькими характеристиками, в том числе с учетом условий технологической реализуемости интегральных элементов. Например, видно, что, заданное время нарастания (в том числе близкое к минимально возможному, например, $t_R=50$ пс) может быть получено при изменении C_P и L_C в достаточно широком диапазоне величин. В отличие от этого, максимальная полоса пропускания ($f_{3dB} \ge 10$ ГГц) реализуется в сравнительно узкой области значений C_P от 70 фФ до 150 фФ и L_C от 2,1 до 2,5 нГн. Наконец, из диаграммы следует, что можно получить время нарастания ПХ $t_{\rm H} < 50$ пс и выброс ПХ $\varepsilon < 1$ %, при этом полоса пропускания АЧХ будет $f_{3dB} \ge 10$ ГГц.

Перейдем к определению элементов КЦ C_P и L_C . С этой целью на диаграмме (рис. 3,*a*) выберем точку А, обозначенную крестиком. Эта точка находится на пересечении линий равных значений выброса $\varepsilon = 0,5$ % и верхней граничной частоты $f_{3dB} = 10$ ГГц, а время нарастания фронта t_R в ней меньше 50 пс. В выбранной точке элементы КЦ имеют следующие значения: $C_P = 74 \text{ ф}\Phi$, $L_C = 2,4$ нГн (при этом учитывается входная емкость АБ $C_{in} = 73 \text{ ф}\Phi$, т.е. суммарная емкость на входе ТИУ $C'_P = C_P + C_{in} = 147 \text{ ф}\Phi$).

Также программа Step-TIA позволяет для выбранных на диаграмме элементов C_P и L_C построить графики AЧХ, ГВЗ трансимпеданса и нормированную ПХ. В соответствии с рис. 3,6, рассчитанные в МАТLAВ на основе формулы (5) без учета частотной зависимости множителя $s_{21}(j\omega)$ значения времени нарастания фронта и выброса ПХ ОПрм составили соответственно $t_R^{(1)} \approx 45,6$ пс и $\varepsilon^{(1)} \approx 0,5$ %, а верхняя граничная частота полосы пропускания равна $f_{3,dE}^{(1)} \approx 9,99$ ГГц. Таким образом, найденные в результате вычислений по формуле (5) величины $t_R^{(1)}$, $\varepsilon^{(1)}$ и $f_{3,dE}^{(1)}$ с высокой точностью соответствуют выбранным по диаграмме. Это свидетельствует о том, что погрешности графических расчетов ОПрм с помощью предложенной диаграммы вполне удовлетворяют требованиям инженерного проектирования.

Для оценки корректности выведенных аналитических формул (2), (5)-(7) было выполнено моделирование ОПрм (рис. 1,*a*) при найденных значениях элементов КЦ R_C , C_P и L_C в САПР МWО – см. рис. 4. При этом АБ задавался s-параметрами (см. рис. 2, δ).



Рисунок 4. АЧХ и ГВЗ (*a*) (пунктирная линия – расчет по формуле (5), сплошная – моделирование) и нормированные ПХ (б) ОПрм, полученные моделированием в AWR MWO

На рис.4,*а* показаны АЧХ (кривые 1 и 2) и ГВЗ (кривые 3 и 4) ОПрм рассчитанные по формуле (5) – пунктирная линия и полученные на основе полного моделирования в САПР AWR MWO – сплошная линия. Также на рис. 4,*б* показаны нормированные ПХ, полученные моделированием в САПР: кривая 1 – ПХ АБ, кривая 2 – ПХ входной цепи ОПрм (ФД + вх. КЦ), кривая 3 – ПХ ОПр в целом (ФД + вх. КЦ + АБ). Видно, что характеристики, полученные на основе формулы (5) и результаты полного моделирования в АWR MWO достаточно хорошо согласуются между собой. При этом учет САПР множителя $s_{21}(j\omega)$ не сильно повлиял на результирующую АЧХ, ГВЗ и ПХ всего ОПрм.

Из сравнения результатов расчетов в MATLAB и моделирования в CAПР AWR MWO можно сказать, что предложенная методика «визуального» проектирования CBЧ ОПрм с входной П-образной КЦ (рис. 1,*a*) во временной и частотной области обеспечивает достаточную для инженерных расчетов точность. Найденные значения элементов КЦ могут быть использованы в качестве начальных при дальнейшей

оптимизации характеристик приемника с помощью численных процедур в специализированных САПР.

4. Заключение

Таким образом, на основе эквивалентной схемы (см. рис. 1,a) были получены аналитические выражения для трансимпеданса СВЧ ОПрм с П-образной входной КЦ, в которых АЭ представлен параметрами рассеяния, полученными в результате моделирования или измерений. Предложена графоаналитическая интерактивная «визуальная» методика расчета рассмотренной схемы ОПрм непосредственно во временной области по требуемым параметрам переходной характеристики. С подтверждена помощью численного эксперимента достаточная точность предлагаемой «визуальной» методики при инженерных расчетах элементов КЦ. При этом визуализация решаемой задачи с использованием диаграммы параметров временных и частотных характеристик упрощает процедуру расчета и делает проектирование простым и наглядным.

В качестве примера представлено проектирование входного каскада гибридноинтегрального СВЧ оптического приёмника со скоростью до 10 Гбит/с выполненного на отечественных компонентах. Гибридно-интегрированный ОПрм включает МИС ТИУ, выполненную на базе 90 нм КМОП техпроцесса АО «Микрон» и бескорпусной ФД производства ИФП СО РАН.

Данная работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2023-0014).

Список литературы

- 1. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers / Hoboken, USA, John Wiley & Sons, 2018. 573 p.
- 2. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling / Beijing, Higher Education Press. 2011. 292 p.
- Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. 2nd Edition / Hoboken, USA, John Wiley & Sons. 2012. 424 p.
- 4. Jeong G.S. Review of CMOS integrated circuit technologies for high-speed photo-detection / G.S. Jeong, W. Bae, D.K. Jeong // Sensors. Vol. 17. 2017. P. 1-40.
- 5. Гринев А.Ю. и др. Оптические устройства в радиотехнике / А.Ю. Гринев, К.П. Наумов, Л.Н. Пресленев, Д.В. Тигин, В.Н. Ушаков // под ред. В.Н. Ушакова, изд. 2-е. М.: Радиотехника, 2009. 264 с.
- 6. Zimmermann H. Silicon optoelectronic integrated circuits. Second edition / Springer Nature Switzerland, 2018. 441 p.
- 7. Voinigescu S. High-frequency integrated circuits / New York: Cambridge University Press, 2013. 902 p.
- 8. Yang Q. et al. A hybrid integrated TIA and PHD for 20-Gb/s optical receivers // 2015 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC). IEEE., 2015. P. 1-3.
- 9. Abraham M. Design of butterworth-type transimpedance and bootstrap-transimpedance preamplifiers. // IEEE Trans. on Circuits and Systems. Vol. CAS-29. No. 6. 1982. P. 375-382.
- 10. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем: учебное пособие / Киев: Вища школа, 1971. 568 с.
- 11. Агаханян Т.М. Линейные импульсные усилители / М.: Радио и связь, 1970. 427 с.
- 12. Агаханян Т.М. Приближенный расчет переходной характеристики в области малых времен // Сб. «Теория и расчет импульсных и усилительных схем на полупроводниковых приборах» под. ред. Т.М.Агаханяна. М.: Атомиздат. 1969, Вып. 1. С. 252-259.
- 13. Варшавер Б А. Расчет и проектирование импульсных усилителей. 1975. 288 с.
- 14. Волков Ю.А., Королев В.А. Параллельная и последовательная индуктивная коррекция в транзисторных каскадах // Сб. «Теория и расчет импульсных и усилительных схем на полупроводниковых приборах» Вып. 1. под ред. Агаханяна Т.М. М.: Атомиздат. 1969, с. 78-82.

- 15. Banuelos-Cabral E.S. et al. Rational fitting techniques for the modeling of electric power components and systems using MATLAB environment / E.S. Banuelos-Cabral, J.A. Gutierrez-Robles, B. Gustavsen // IntechOpen, 2017. P. 56.
- 16. Gustavsen B., Semlyen A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting // IEEE Transactions on power delivery. 1999. T. 14. №. 3. C. 1052-1061.
- 17. АО «Микрон». Официальный сайт. [Электронный ресурс]. URL: <u>https://mikron.ru</u> (дата обращения: 12.04.2025)
- 18. Журавлев К.С. и др. Мощные СВЧ-фотодиоды на основе гетероструктур InAlAs/ InGaAs, синтезируемых методом молекулярно-лучевой эпитаксии / К.С, Журавлев, А.М. Гилинский, И.Б. Чистохин, Н.А. Валишева, Д.В. Дмитриев, А.И. Торопов, М.С. Аксенов, А.Л. Чиж, К.Б. Микитчук // Журнал технической физики, 2021. Т. 91. №. 7. С. 1158-1163.
- 19. Коряковцев А. С. Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // Доклады ТУСУР. 2023. Т. 26. № 1. С. 7-15.
- 20. Черкашин М.В. Автоматизированный расчет оптических приемников и трансимпедансных усилителей на основе символьного анализа // Сб. докладов XIII Всероссийской науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». СПб: СПбГЭТУ ЛЭТИ. 2024. С.232-237.