

УДК 621.375.4

Л.И. Бабак, А.А. Калентьев, И.М. Добуш

## Автоматизированный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма и использования идеальных трансформаторов импеданса

Предлагается основанная на генетическом алгоритме (ГА) новая методика автоматизированного синтеза линейных и малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей по комплексу требований. Отличительной ее чертой является использование на промежуточных шагах синтеза идеализированных моделей реактивных согласующе-корректирующих цепей (СКЦ) – идеальных трансформаторов импеданса. Рассматривается также модифицированная методика, разрешающая осуществить последовательный синтез отдельных усилительных каскадов. Оба варианта методики позволяют уменьшить пространство поиска для ГА, улучшить характеристики и сократить время синтеза многокаскадных СВЧ-усилителей. Подход реализован в новой версии программы структурно-параметрического синтеза СВЧ-усилителей Geneamp. Его эффективность продемонстрирована на примере проектирования трёхкаскадного малошумящего усилителя диапазона 1–2 ГГц.

**Ключевые слова:** СВЧ-транзисторный усилитель, МШУ, синтез, генетический алгоритм, идеальный трансформатор импеданса.

В работах [1, 2] был предложен и исследован подход к автоматизированному структурно-параметрическому синтезу СВЧ-линейных и малошумящих транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма (ГА). Подход был реализован в программе Geneamp, его эффективность подтверждена результатами моделирования синтезированных ТУ, а также экспериментального исследования образцов малошумящих усилителей (МШУ) [3].

Разработанный подход и программа позволяют в автоматическом режиме синтезировать принципиальные схемы одно- и многокаскадных СВЧ ТУ по комплексу требований к характеристикам всего усилителя в целом, включая коэффициент усиления ( $G$ ), коэффициент шума ( $F$ ), входной и выходной коэффициенты отражения ( $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$ ) и коэффициент устойчивости ( $K$ ), учитывая также условия практической реализуемости схемы. Однако автоматический синтез ТУ, содержащих несколько каскадов, имеет ряд недостатков. Во-первых, увеличение количества каскадов в синтезируемом усилителе приводит к кратному росту пространства поиска и экспоненциальному росту объема вычислительных затрат, что в конечном итоге значительно замедляет проектирование устройства. На практике уже при синтезе трехкаскадных усилителей ГА может вообще не сходиться. Во-вторых, из-за большого числа переменных при синтезе многокаскадных ТУ уменьшается вероятность получения решений, близких к глобальному оптимуму. В результате синтезированные многокаскадные усилители могут обладать неоптимальными характеристиками.

Для устранения этих ограничений в настоящей работе предлагается основанная на ГА новая методика автоматизированного структурно-параметрического синтеза линейных и малошумящих СВЧ ТУ. Отличительной ее чертой является использование на промежуточных шагах синтеза идеализированных моделей реактивных согласующе-корректирующих цепей (СКЦ) – идеальных трансформаторов импеданса (ИТИ), которые могут быть настроены на максимальный коэффициент усиления или минимальный коэффициент шума усилительных элементов. Методика дает возможность уменьшить поисковое пространство для ГА.

Рассмотрена также модификация этой методики – процедура покаскадного синтеза усилителей, еще в большей степени снижающая размерность поиска. Оба варианта методики позволяют сократить время синтеза многокаскадных СВЧ ТУ и повысить сходимость ГА при числе каскадов более двух. Кроме того, благодаря оптимальным настройкам СКЦ улучшаются характеристики синтезируемых устройств. Для демонстрации представлен практический пример проектирования многокаскадного МШУ.

### 1. Общая методика автоматизированного синтеза СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ.

В качестве базового для новой методики синтеза СВЧ ТУ используется подход на основе ГА, описанный в [1, 2]. Предполагается, что многокаскадный СВЧ ТУ представляется структурной схемой на рис. 1. Он может состоять из произвольного числа каскадно-соединённых активных блоков (АБ), между которыми включены четырёхполюсные СКЦ.

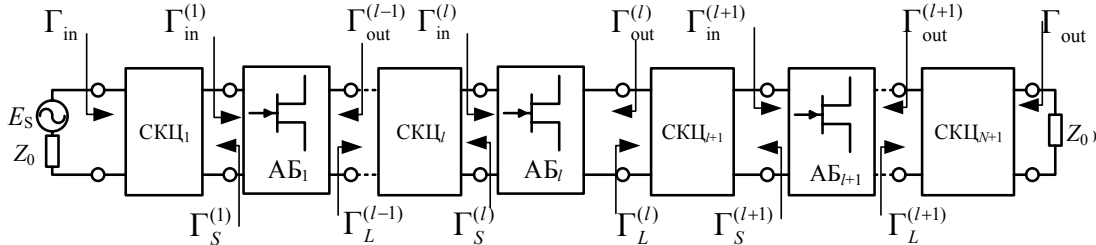


Рис. 1. Обобщенная структурная схема многокаскадного СВЧ ТУ

Каждый АБ содержит активный элемент (транзистор) и подключённые к нему пассивные цепи коррекции и обратной связи – ОС (рис. 2, а), будем называть их пассивными блоками (ПБ). В усилительный каскад могут входить до 7 ПБ, в том числе последовательный ПБ на входе (In\_Ser), последовательный ПБ на выходе (Out\_Ser), общий последовательный ПБ (Com\_Ser), параллельный ПБ на входе (In\_Par), параллельный ПБ на выходе (Out\_Par), ПБ последовательной ОС (SF), ПБ параллельной ОС (PF). Структура ПБ описана в [1, 2], каждый из них может включать от 1 до 8 элементов (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, линии передачи и пр.). СКЦ представляют собой произвольное число каскадно-включенных звеньев из последовательных и параллельных ветвей. Структура ветвей в СКЦ идентична структуре ПБ [1, 2].

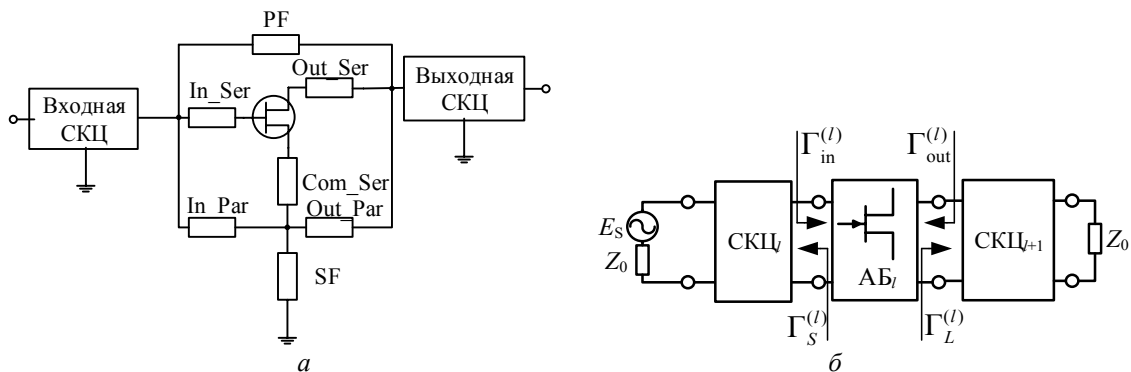


Рис. 2. Структурная схема однокаскадного усилителя с пассивными блоками и СКЦ – а; обобщенная структурная схема однокаскадного усилителя с СКЦ на входе и выходе – б

Задача синтеза многокаскадного СВЧ ТУ на рис. 1 состоит в определении структуры и значений элементов всех ПБ и СКЦ.

Отличием предлагаемой методики от [1, 2] является то, что при синтезе в состав многокаскадных усилителей, помимо реальных СКЦ, заданных своими принципиальной схемой и элементами, могут входить также реактивные СКЦ в виде ИТИ. ИТИ задаются параметрами рассеяния. При этом если известны условия настройки реактивной СКЦ (например, на минимум коэффициента шума или максимум коэффициента усиления усилительного каскада), то параметры рассеяния ИТИ могут быть рассчитаны по параметрам рассеяния и шумовым параметрам АБ.

Идея методики состоит в том, что на первом шаге все или часть СКЦ в составе многокаскадного усилителя представляются в виде ИТИ. Например, в усилителе на рис. 1 вначале в качестве цепей СКЦ<sub>1</sub> – СКЦ<sub>N+1</sub> можно использовать ИТИ, указав способ их настройки. Далее с помощью ГА синтезируются только АБ (т.е. определяются способы включения и величины элементов цепей коррекции и ОС в каждом АБ). При этом параметры рассеяния ИТИ рассчитываются по известным параметрам АБ – они «следят» за последними параметрами и реализуют оптимальные настройки СКЦ. Критерием синтеза является выполнение требований к характеристикам всего многокаскадного усилителя.

На втором шаге найденные АБ фиксируются и с помощью ГА осуществляется синтез цепей СКЦ<sub>1</sub> – СКЦ<sub>N+1</sub> – находятся их принципиальные схемы и элементы. Чем ближе параметры полученных СКЦ к параметрам ИТИ на фиксированных частотах, тем лучше характеристики синтезированного на втором шаге усилителя будут повторять характеристики усилителя с ИТИ.

Очевидно, на первом шаге размерность поиска для ГА меньше, чем в методике [1, 2], так как синтезируются только АБ. На втором шаге размерность поиска также меньше, здесь синтезируются только СКЦ. Таким образом, описанная методика при синтезе многокаскадного ТУ позволяет на каждом из двух шагов уменьшить поисковое пространство для ГА, это приводит к сокращению времени проектирования и повышению эффективности поиска оптимальных решений.

Важно отметить следующее. На втором шаге синтез СКЦ осуществляется «с нуля» при тех же требованиях к усилителю, что и на первом шаге, и независимо от полученных ранее параметров рассеяния ИТИ. Иначе говоря, условия, чтобы СКЦ точно повторила S-параметры ИТИ, здесь не ставятся. Это и невозможно, так как при требованиях физической и практической реализуемости реальная СКЦ в принципе не может точно воспроизвести идеальные характеристики ИТИ даже в узкой полосе частот – см. ниже (точность такого воспроизведения тем хуже, чем шире частотный диапазон).

В результате на втором шаге ГА может найти решение (параметры рассеяния СКЦ, параметры ТУ), существенно отличающиеся от полученного на первом шаге идеального решения, но при этом удовлетворяющие требованиям к характеристикам усилителя. Главным назначением ИТИ является то, чтобы активные блоки на первом шаге синтезировались при оптимальных (идеальных) настройках СКЦ. В связи со сказанным на втором шаге допускается синтез реальных СКЦ с диссипативными элементами, это повышает гибкость процедуры проектирования и может улучшить характеристики усилителя [4].

Недостатком рассмотренного подхода является то, что полученные схемы и элементы АБ, оптимальные для СКЦ в виде ИТИ, могут быть неоптимальными для реальных СКЦ, которые не способны точно повторить характеристики ИТИ. Этот недостаток частично преодолевается, если на втором шаге вместе с синтезом СКЦ допустить вариацию в определённых пределах элементов активного блока, но в рамках найденных на первом шаге схемных решений АБ.

**2. Расчёт параметров рассеяния реактивных СКЦ на входе и выходе усилителя.** Для реализации описанной выше методики необходимо по известным параметрам АБ и желаемым настройкам СКЦ рассчитать вначале параметры реактивных СКЦ в виде ИТИ, а затем характеристики усилителя в целом.

Будем полагать, что при анализе каждый из усилительных элементов (активных блоков) АБ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N}$ ) в усилителе на рис. 1 характеризуется сигнальной и шумовой корреляционной матрицами в системе параметров рассеяния [5]:

$$\mathbf{S}_b^{(l)} = \begin{bmatrix} s_{11b}^{(l)} & s_{12b}^{(l)} \\ s_{21b}^{(l)} & s_{22b}^{(l)} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\sigma}_b^{(l)} = \begin{bmatrix} \sigma_{11b}^{(l)} & \sigma_{12b}^{(l)} \\ \sigma_{21b}^{(l)} & \sigma_{22b}^{(l)} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Матрицы  $\mathbf{S}_b^{(l)}$  и  $\boldsymbol{\sigma}_b^{(l)}$  могут быть вычислены по заданным параметрам рассеяния и шумовым параметрам транзистора при известной схеме и величинах элементов АБ (рис. 2, а). Для этого могут быть использованы алгоритмы анализа сложных шумящих СВЧ-цепей [6].

Каждая из цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N+1}$ ) на рис. 1 характеризуется матрицей рассеяния  $\mathbf{S}_c^{(l)}$  и соответствующей шумовой матрицей  $\boldsymbol{\sigma}_c^{(l)}$ :

$$\mathbf{S}_c^{(l)} = \begin{bmatrix} s_{11c}^{(l)} & s_{12c}^{(l)} \\ s_{21c}^{(l)} & s_{22c}^{(l)} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\sigma}_c^{(l)} = \begin{bmatrix} \sigma_{11c}^{(l)} & \sigma_{12c}^{(l)} \\ \sigma_{21c}^{(l)} & \sigma_{22c}^{(l)} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Если цепь СКЦ<sub>l</sub> (как в случае ИТИ) реактивная,  $\boldsymbol{\sigma}_c^{(l)} = 0$ .

Рассмотрим вначале определение параметров рассеяния реактивных СКЦ в виде ИТИ, включенных на входе и выходе усилителя (см. рис. 1). Для удобства анализ проведём на примере однокаскадного усилителя на усилительном элементе (активном блоке) АБ<sub>l</sub> со входной (СКЦ<sub>l</sub>) и выход-

ной (СКЦ<sub>l+1</sub>) цепями (рис. 2, б, здесь  $l = 1$ ). Цепь СКЦ<sub>l</sub> трансформирует импеданс источника сигнала  $Z_0$  в коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$ , а цепь СКЦ<sub>l+1</sub> – импеданс нагрузки  $Z_0$  в коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$ . При этом трансформируемое сопротивление ( $Z_0$ ) является чисто резистивным.

Возможны следующие настройки цепей СКЦ<sub>l</sub> и СКЦ<sub>l+1</sub>:

**А.** Обе цепи настроены на максимальный коэффициент усиления по мощности усилительного каскада (т.е. имеет место режим комплексно-сопряжённого согласования на входе и выходе элемента АБ<sub>l</sub>). В этом случае выходной коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$  цепи СКЦ<sub>l</sub> (коэффициент отражения источника сигнала для АБ<sub>l</sub>) и входной коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$  цепи СКЦ<sub>l+1</sub> (нагрузка АБ<sub>l</sub>) вычисляются по формулам:

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}; \quad \Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{L_m}^{(l)}, \quad (3)$$

где  $\Gamma_{S_m}^{(l)}$ ,  $\Gamma_{L_m}^{(l)}$  – коэффициенты отражения, которые соответствуют режиму двухстороннего комплексно-сопряжённого согласования АБ<sub>l</sub> и вычисляются по формулам в [7]. Важно отметить, что такой режим реализуется при условии, что усилительный элемент АБ<sub>l</sub> безусловно устойчив [5, 7, 8]. Таким образом, прежде чем вычислять величины  $\Gamma_{S_m}^{(l)}$  и  $\Gamma_{L_m}^{(l)}$ , нужно проверить выполнение условий абсолютной устойчивости элемента АБ<sub>l</sub>.

**Б.** Входная цепь СКЦ<sub>l</sub> настраивается на минимальный коэффициент шума усилительного каскада (элемента АБ<sub>l</sub>), а выходная цепь СКЦ<sub>l+1</sub> – на максимальную передачу сигнала в нагрузку. В этом случае

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}; \quad \Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{out}^{(l)*}, \quad (4)$$

где  $\Gamma_{S_n}^{(l)}$  – коэффициент отражения источника сигнала, соответствующий минимальному коэффициенту шума элемента АБ<sub>l</sub>;  $\Gamma_{out}^{(l)}$  – выходной коэффициент отражения АБ<sub>l</sub>, они могут быть вычислены по  $S$ - и  $\sigma$ -параметрам этого усилительного элемента [6, 8].

В [5, 9] для случая чисто резистивного трансформируемого сопротивления (например, равно  $R$ ) приведены формулы, позволяющие определить по заданным значениям  $R$  и  $\Gamma_S^{(l)}$  ( $\Gamma_L^{(l)}$ ) нормированные к  $R$  параметры рассеяния ИТИ с точностью до фазового угла параметра  $s_{21}$ . В нашем случае  $R = Z_0$ , поэтому после вычисления в соответствии с (3) или (4) величин коэффициентов отражения источника сигнала  $\Gamma_S^{(l)}$  и нагрузки  $\Gamma_L^{(l)}$  по ним с помощью формул [5, 9] можно рассчитать матрицы рассеяния  $\mathbf{S}_c^{(l)}$ ,  $\mathbf{S}_c^{(l+1)}$  цепей СКЦ<sub>l</sub> и СКЦ<sub>l+1</sub> в виде ИТИ. При этом фазовые углы  $\varphi_{21c}^{(l)} = \arg s_{21c}^{(l)}$ ,  $\varphi_{21c}^{(l+1)} = \arg s_{21c}^{(l+1)}$  могут быть выбраны произвольно.

Таким образом, существует множество реактивных входных цепей СКЦ<sub>l</sub>, которые трансформируют сопротивление источника сигнала  $Z_0$  усилителя в заданный коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$ , эти цепи отличаются величиной фазового угла  $\varphi_{21c}^{(l)}$ . Можно сказать, что вариация единственного вещественного параметра  $\varphi_{21c}^{(l)}$  в непрерывном интервале  $[0^\circ, 360^\circ]$  порождает полное множество матриц рассеяния  $\mathbf{S}_c^{(l)}$  и соответствующих входных цепей СКЦ<sub>l</sub>. Сказанное справедливо и для выходной цепи СКЦ<sub>l+1</sub>.

**3. Расчёт параметров рассеяния реактивных межкаскадных СКЦ.** Рассмотрим теперь расчёт параметров рассеяния реактивных межкаскадных цепей в виде ИТИ в многокаскадном усилителе (см. рис. 1). На рис. 3 представлена отдельно межкаскадная цепь СКЦ<sub>l+1</sub> ( $l = \overline{1, \dots, N-1}$ ). Отличием от случая входной и выходной СКЦ является то, что межкаскадная цепь включена между двумя комплексными сопротивлениями.

Из свойств реактивного нагруженного четырёхполюсника (см. рис. 3) [10] вытекает, в частности, что с помощью цепи СКЦ<sub>l+1</sub> одновременно можно трансформировать коэффициент отражения

источника сигнала  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в величину  $\Gamma_S^{(l+1)} = \Gamma_{in}^{(l+1)*}$  и коэффициент отражения нагрузки  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$  в величину  $\Gamma_L^{(l)*} = \Gamma_{out}^{(l)}$  и, значит, передать максимальную мощность сигнала от усилительного элемента  $AB_l$  к элементу  $AB_{l+1}$  (см. рис. 1). Однако, если для усилительного элемента  $AB_{l+1}$  необходимо реализовать режим минимального коэффициента шума, т.е.  $\Gamma_S^{(l+1)} = \Gamma_{Sn}^{(l+1)}$ , тогда в общем случае  $\Gamma_S^{(l+1)} = \Gamma_{Sn}^{(l+1)} \neq \Gamma_{in}^{(l+1)*}$ . Это означает, что с помощью реактивной СКЦ нельзя трансформировать коэффициент отражения источника сигнала  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в произвольную величину  $\Gamma_S^{(l+1)} \neq \Gamma_{in}^{(l+1)*}$  и одновременно коэффициент нагрузки  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$  в заданную величину  $\Gamma_L^{(l)} \neq \Gamma_{out}^{(l)*}$ .

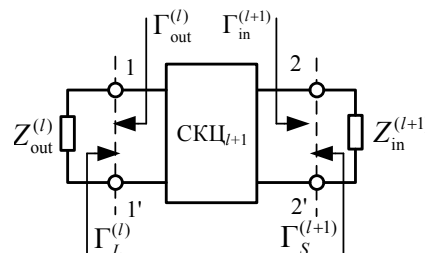


Рис. 3. Межкаскадная цепь, включенная между комплексными сопротивлениями

Приближённые формулы для расчета параметров рассеяния реактивной межкаскадной цепи СКЦ<sub>l+1</sub> (ИТИ) по заданным значениям  $\Gamma_{out}^{(l)}$ ,  $\Gamma_S^{(l+1)}$  и  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$  (рис. 3) приведены в [11], в связи с громоздкостью они здесь не представлены. В [11] отмечается, что так же, как и в случае входной и выходной цепей (см. рис. 2, а), задача определения параметров рассеяния межкаскадной цепи имеет множество решений. Иначе говоря, существует множество реактивных цепей, осуществляющих необходимую трансформацию коэффициента отражения  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в величину  $\Gamma_S^{(l+1)}$ . Однако, в отличие от входной и выходной СКЦ, принадлежащие указанному множеству межкаскадные цепи отличаются модулями и фазами всех параметров рассеяния. Доказано [11], что получаемые при этом значения входного коэффициента отражения цепи  $\Gamma_L^{(l)}$  (для фиксированной нагрузки  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$ ) располагаются на некоторой окружности в комплексной плоскости. Угол  $\varphi_c^{(l+1)}$ , определяющий положение точки на окружности, может быть использован в качестве параметра, по известному значению которого однозначно определяется матрица рассеяния межкаскадной цепи (ИТИ). Таким образом, вариация единственного вещественного параметра  $\varphi_c^{(l+1)}$  в непрерывном интервале  $[0^\circ, 360^\circ]$  порождает полное множество матриц рассеяния  $S_c^{(l+1)}$  ( $l = \overline{1, N-1}$ ) и соответствующих межкаскадных цепей СКЦ<sub>l+1</sub>, трансформирующих  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в  $\Gamma_S^{(l+1)}$ .

В линейных и малошумящих усилителях чаще всего используются два варианта настройки реактивных СКЦ.

А. Все СКЦ выбираются из условия максимального коэффициента усиления усилителя, т.е. реализуется режим согласования генератора ( $Z_0$ ) с первым усилительным элементом  $AB_1$ , предыдущего  $AB_l$  и последующего  $AB_{l+1}$  усилительных элементов между собой ( $l = \overline{1, N-1}$ ), а также последнего усилительного элемента  $AB_N$  с нагрузкой ( $Z_0$ ).

Б. Первые  $p$  цепей СКЦ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>p</sub> (обычно  $p = 1, 2$  или  $3$ ) выбираются из условия минимального коэффициента шума каждого из усилительных элементов  $AB_l$  ( $l = \overline{1, p}$ ), а остальные СКЦ<sub>p+1</sub>, ..., СКЦ<sub>N+1</sub> – из условий максимума коэффициента усиления.

В случае А для всех усилительных элементов  $AB_l$  ( $l = \overline{1, N}$ ) реализуется режим комплексно-сопряжённого согласования на входе и выходе, отсюда следует, что

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{in}^{(l)*} = \Gamma_{Sm}^{(l)}, \quad \Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{out}^{(l)*} = \Gamma_{Lm}^{(l)}, \quad (5)$$

где значения  $\Gamma_{Sm}^{(l)}$  и  $\Gamma_{Lm}^{(l)}$  вычисляются по S-параметрам элемента  $AB_l$ .

Таким образом, для каждой из межкаскадных реактивных цепей СКЦ<sub>l+1</sub> ( $l = \overline{1, \dots, N-1}$ ) все величины  $\Gamma_{out}^{(l)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$ ,  $\Gamma_L^{(l)}$ ,  $\Gamma_S^{(l+1)}$  определены, и по ним с помощью формул в [11] можно рассчитать параметры рассеяния цепей. Параметры рассеяния входной (СКЦ<sub>1</sub>) и выходной (СКЦ<sub>N+1</sub>) цепей проще рассчитать по формулам в [9], соответственно принимая  $\Gamma_S^{(1)} = \Gamma_{Sm}^{(1)}$  и  $\Gamma_L^{(N)} = \Gamma_{Lm}^{(N)}$ .

В случае Б для усилительных элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, p}$ ) реализуется режим минимального коэффициента шума:

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}, \quad l = \overline{1, p}. \quad (6)$$

Для усилительных элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{p+1, N}$ ) осуществляется режим двухстороннего комплексно-сопряжённого согласования, т.е., начиная с  $l = p+1$ , удовлетворяются условия (5).

Для усилительного элемента  $АБ_p$  на входе реализуется условие минимального коэффициента шума (6), а на выходе – условие максимальной передачи мощности (5) при  $l = p$ .

Определение  $S$ -параметров реактивных цепей СКЦ<sub>1</sub>, ..., СКЦ<sub>N+1</sub> в виде ИТИ выполняется в следующем порядке:

1. Параметры рассеяния цепей СКЦ<sub>p+2</sub>, ..., СКЦ<sub>N+1</sub>, как и в случае А, рассчитываются с использованием формул (5) при  $l = \overline{p+1, N}$ . В результате такого расчёта определяется также входной коэффициент отражения  $\Gamma_{in}^{(p+1)} = \Gamma_{S_m}^{(p+1)*}$  элемента  $АБ_{p+1}$ .

2. Для каждого из элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, p}$ ) вначале находится коэффициент отражения источника сигнала  $\Gamma_S^{(l)}$ , а затем – выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(l)}$ .

3. В результате выполненных вычислений становятся известными нагрузки  $\Gamma_{out}^{(p)}$  и  $\Gamma_{in}^{(p+1)}$  цепи СКЦ<sub>p+1</sub>. Эта цепь должна трансформировать коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(p)}$  в известную величину  $\Gamma_S^{(p+1)} = \Gamma_{S_m}^{(p+1)} = \Gamma_{in}^{(p+1)*}$  (при этом, очевидно,  $\Gamma_L^{(p)} = \Gamma_{out}^{(p)*}$ , но  $\Gamma_L^{(p)} \neq \Gamma_{L_m}^{(p)}$ ). Указанных данных достаточно для расчёта матрицы рассеяния  $S_c^{(p+1)}$  цепи СКЦ<sub>p+1</sub> в соответствии с [11].

4. Далее осуществляется следующая итерационная схема расчета: после определения матрицы  $S_c^{(p+1)}$  вычисляется коэффициент отражения нагрузки  $\Gamma_L^{(l)}$  усилительного элемента  $АБ_l$  (при  $l = p$  полагается  $\Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{out}^{(l)*}$ ); находится входной коэффициент отражения  $\Gamma_{in}^{(l)}$   $АБ_l$ ; по известным нагрузкам  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  и  $\Gamma_{in}^{(l)}$  цепи СКЦ<sub>l</sub> с помощью формул в [11] рассчитывается ее матрица рассеяния  $S_c^{(l)}$  (в результате цепь СКЦ<sub>l</sub> трансформирует  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  в заданную величину  $\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}$ ); процесс повторяется для цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l = p, p-1, \dots, 1$ ), последовательно перемещаясь ко входу усилителя.

**4. Расчёт характеристик усилителя, выбор фазовых углов ИТИ и реализация синтеза многокаскадного усилителя на базе ГА.** Для вычисления характеристик многокаскадного усилителя на рис. 1 вначале находятся матрица рассеяния  $S_\Sigma^{(l)}$  и шумовая корреляционная матрица  $\sigma_\Sigma^{(l)}$  четырёхполусной цепи, образованной каскадным соединением всех составляющих пассивных цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N+1}$ ) и активных блоков  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, N}$ ). Условно это записывается следующим образом:

$$S_\Sigma = S_c^{(1)} \otimes S_b^{(1)} \otimes S_c^{(2)} \otimes S_b^{(2)} \otimes \dots \otimes S_b^{(N)} \otimes S_c^{(N+1)}; \quad (7)$$

$$\sigma_\Sigma = \sigma_c^{(1)} \otimes \sigma_b^{(1)} \otimes \sigma_c^{(2)} \otimes \sigma_b^{(2)} \otimes \dots \otimes \sigma_b^{(N)} \otimes \sigma_c^{(N+1)}. \quad (8)$$

После определения матриц  $S_\Sigma$  и  $\sigma_\Sigma$  коэффициент усиления по мощности (transducer power gain)  $G_T$ , модули коэффициента отражения на входе  $m_1$  и выходе  $m_2$ , коэффициент шума  $F$  и коэффициент устойчивости  $K$  усилителя на рис. 1 вычисляются по известным формулам [5, 7].

Ранее отмечалось, что в усилителе на рис. 1 для входной или выходной цепи СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N+1}$ ) в виде ИТИ можно получить множество матриц рассеяния  $S_c^{(l)}$ , отличающихся фазовым углом  $\varphi_{21c}^{(l)}$ , а для любой межкаскадной цепи СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{2, N}$ ) – множество матриц  $S_c^{(l)}$ , отличающихся фазовым углом  $\varphi_c^{(l)}$ . Рассмотрим вопрос о выборе углов  $\varphi_{21c}^{(l)}$  и  $\varphi_c^{(l)}$ .

На основе анализа выражений для характеристик  $G_T$ ,  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $F$  однокаскадного усилителя с реактивными СКЦ на входе и выходе (см. рис. 2, б), приведённых в [5], можно сделать вывод, что эти характеристики не зависят от фазовых углов  $\varphi_{21c}^{(l)} = \arg s_{21c}^{(l)}$ ,  $\varphi_{21c}^{(l+1)} = \arg s_{21c}^{(l+1)}$  входной и выходной цепей. Инвариантный коэффициент устойчивости  $K$  для такого усилителя, согласно [5, 8], также не зависит от величины  $\varphi_{21c}^{(l)}$ ,  $\varphi_{21c}^{(l+1)}$ . Отсюда следует, что в многокаскадном усилителе (см. рис. 1) фазовые углы  $\varphi_{21c}^{(l)}$  ( $l=1, N=1$ ) реактивных цепей СКЦ<sub>1</sub>, СКЦ<sub>N+1</sub> на входе и выходе не оказывают влияния на его основные параметры, за исключением фазочастотной характеристики. Таким образом, при синтезе усилителей на основе ГА с использованием ИТИ можно без умаления общности принять для входной и выходной СКЦ нулевые значения фазовых углов, т.е.  $\varphi_{21c}^{(l)} = \varphi_{21c}^{(N+1)} = 0$ .

Анализ выражений [5, 7, 12] для характеристик многокаскадного усилителя с реактивными цепями (см. рис. 1) совместно с результатами [11] позволяет сделать следующее заключение: при заданных  $\Gamma_{\text{out}}^{(l-1)}$  и  $\Gamma_S^{(l)}$  фазовые углы  $\varphi_c^{(l)}$  межкаскадных цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l=2, \overline{N}$ ) не влияют на коэффициент усиления  $G_T$  и коэффициент шума  $F$ , но оказывают влияние на величины модулей входного ( $m_1$ ) и выходного ( $m_2$ ) коэффициентов отражения, а также на коэффициент устойчивости  $K$  такого усилителя.

Можно предложить три варианта выбора фазовых углов  $\varphi_c^{(l)}$  межкаскадных СКЦ при синтезе усилителя: 1) наиболее простой вариант – выбрать для всех СКЦ<sub>l</sub> ( $l=2, \overline{N}$ ) нулевые или произвольные значения  $\varphi_c^{(l)}$ ; 2) рассчитать вначале матрицы рассеяния  $S_c^{(l)}$  цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l=2, \overline{N}$ ) при нулевых значениях углов  $\varphi_c^{(l)}$  и далее выполнить численное исследование влияния этих углов на характеристики  $m_1$  и  $K$ ; полученные при таком исследовании оптимальные значения углов  $\varphi_c^{(l)}$  использовать в процессе синтеза усилителя на ИТИ; 3) при значениях углов  $\varphi_{c0}^{(l)}$  ИТИ, выбранных в соответствии с п. 1 или п. 2, синтезировать СКЦ, затем рассчитать для последних получившиеся частотные зависимости углов  $\varphi_{c1}^{(l)}(f)$  и на следующей итерации вновь синтезировать СКЦ при использовании для ИТИ величин  $\varphi_{c1}^{(l)}(f)$ .

Во всех трех вариантах в процессе синтеза усилителя фазовые углы  $\varphi_c^{(l)}$  для ИТИ и для «реальных» реактивных СКЦ (т.е. СКЦ на реактивных элементах) в диапазоне рабочих частот будут неизбежно различаться. Это приведет к определённому отличию характеристик  $m_1$ ,  $m_2$  и  $K$  усилителя с ИТИ по сравнению с усилителем, в котором используются «реальные» СКЦ. Проанализируем влияние этого обстоятельства на возможность применения предлагаемой методики.

Рассмотрим, в частности, насколько близко характеристики «реальных» реактивных СКЦ могут воспроизводить найденные при синтезе характеристики (параметры рассеяния) ИТИ. В [13] отмечается, что матрицы рассеяния ИТИ, заданные числовыми значениями на фиксированных частотах, представляют собой так называемые «одночастотные» модели реактивных четырёхполюсных цепей. Это означает, что для любой матрицы ИТИ, рассчитанной указанным выше способом, найдётся цепь из реактивных элементов, которая на фиксированной частоте точно повторит эту матрицу.

Однако для широкополосных СКЦ ситуация иная. В этом случае имеют место известные ограничения Фано–Юлы [14] на допуск согласования произвольных комплекснозначных нагрузок в заданной (ненулевой) полосе частот с помощью реактивных цепей. Из указанных ограничений в общем следует, что чем шире полоса частот, тем с меньшей точностью в этой полосе характеристики (параметры рассеяния) ИТИ могут быть воспроизведены с помощью СКЦ на реактивных элементах.

Отличие параметров рассеяния СКЦ и ИТИ, связанное как с произвольным заданием фазовых углов  $\varphi_c^{(l)}$ , так и с ограничениями Фано–Юлы, может проявляться в том, что в процессе синтеза характеристики усилителя с «реальными» СКЦ на реактивных элементах будут хуже, чем получа-

ются при использовании ИТИ. Однако отмеченный факт никак не затрудняет использование двух-этапной методики, поскольку, как уже отмечалось, на втором шаге синтез СКЦ осуществляется заново по тем же требованиям к усилителю.

Из сказанного можно предположить, что предлагаемая методика наиболее пригодна для синтеза СВЧ ТУ с узкой или умеренно широкой полосой пропускания. Однако это требует исследований. Выполненные эксперименты показали, что эта методика может с успехом применяться при проектировании широкополосных усилителей с частотным перекрытием по меньшей мере до октавы (см. ниже).

Осуществление структурно-параметрического синтеза многокаскадного СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ, за небольшими исключениями, выполняется аналогично [1, 2]. Информация о схеме усилителя представляется в виде двоичной хромосомы, при этом двоичными числами определенной длины кодируются способы включения, типы и значения элементов в АБ и СКЦ [1, 2].

Отличие состоит в том, что в схеме ТУ могут содержаться ИТИ, в этом случае заранее до синтеза задаются настройки каждого ИТИ (на минимальный коэффициент шума усилительного каскада или максимальную передачу мощности сигнала). Вначале по известным параметрам отдельных АБ и настройкам ИТИ описанным выше способом определяются параметры рассеяния последних, после этого становится возможным нахождение по формулам (7), (8) характеристик всего усилителя. Далее рассчитывается скалярная целевая функция (ЦФ) в виде свертки критериев, она показывает, насколько комплекс характеристик усилителя (с СКЦ или ИТИ) отвечает поставленным требованиям [1, 2]. В случае получения решения с  $K < 1$  на цепь накладывается штраф, заключающийся в замене ЦФ на большое число. Подобный штраф значительно уменьшает шансы участия хромосомы неустойчивого решения в следующей итерации работы ГА. Таким образом, решение с  $K < 1$  вытесняется из популяции.

Аналогично [1, 2] при синтезе СВЧ ТУ на основе ГА учитываются ограничения как на величины элементов, так и на структуру цепей и всего усилителя. Это позволяет синтезировать практически реализуемые варианты усилителей, удобные с точки зрения выполнения по выбранной технологии.

**5. Описание методики покаскадного синтеза.** Идея автоматизированного покаскадного синтеза СВЧ ТУ состоит в том, чтобы, в отличие от [1, 2] и приведенной выше методики, проводить синтез не всего многокаскадного усилителя (с СКЦ или ИТИ) в целом, а последовательно каждого усилительного каскада. Полагаем, что  $l$ -й усилительный каскад ( $l = \overline{1, N}$ ) содержит усилительный элемент (активный блок)  $АБ_l$ , включающий цепи коррекции и обратной связи [1, 2], и пассивные цепи СКЦ $_l$ , СКЦ $_{l+1}$  на его входе и выходе (см. рис. 1). При этом усилительные каскады «перекрываются», но это не вносит никаких трудностей в процесс проектирования.

Выделим один усилительный каскад (см. рис. 2, б) и рассмотрим условия работы усилительного элемента  $АБ_l$  в составе многокаскадного усилителя на рис. 1 и в схеме на рис. 2, б, при этом все СКЦ полагаются реактивными. В первом случае (см. рис. 1) цепь СКЦ $_l$  трансформирует выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  элемента  $АБ_l$  в коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$ , а цепь СКЦ $_{l+1}$  – входной коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$  элемента  $АБ_l$  в коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$ . Во втором случае (см. рис. 2, б) цепь СКЦ $_l$  трансформирует стандартный импеданс  $Z_0$  в  $\Gamma_S^{(l)}$ , а цепь СКЦ $_{l+1}$  –  $Z_0$  в  $\Gamma_L^{(l)}$ .

Однако известно, что в усилительном каскаде с реактивными СКЦ все его основные характеристики (коэффициент усиления  $G_T$ , коэффициент шума  $F$ , коэффициенты отражения по входу  $m_1$  и выходу  $m_2$ ) определяются только ощущаемыми элементом  $АБ_l$  коэффициентами отражения источника сигнала  $\Gamma_S^{(l)}$  и нагрузки  $\Gamma_L^{(l)}$  [5, 7]. Это означает, что если  $\Gamma_S^{(l)}$  и  $\Gamma_L^{(l)}$  в схемах на рис. 1 и рис. 2, б одинаковы, то одинаковы и условия работы в них усилительного элемента  $АБ_l$ , следовательно, будут одинаковы характеристики однокаскадного усилителя (рис. 2, б) и  $l$ -го усилительного каскада в многокаскадном усилителе (см. рис. 1).

Более того, если известны коэффициенты отражения  $\Gamma_S^{(l)}$  и  $\Gamma_L^{(l)}$  для каждого из элементов  $АБ_l$ , то могут быть найдены характеристики  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  многокаскадного усилителя с реактивными СКЦ (рис. 1) [12]. Из всего вышесказанного вытекает возможность покаскадного проектирования



усилителя на рис. 1 при условии, что значения  $\Gamma_S^{(l)}$  и  $\Gamma_L^{(l)}$  ( $l = \overline{1, N}$ ) (т.е. настройки СКЦ) во взятом отдельно  $l$ -м усилительном каскаде (см. рис. 2, б) и многокаскадном усилителе одинаковы. Последнее условие легко может быть выполнено при применении ИТИ, так как мы можем указать одинаковые их оптимальные настройки (на максимум передачи мощности сигнала или минимум коэффициента шума усилительного элемента АБ) в одиночном каскаде и многокаскадном усилителе.

Таким образом, именно применение ИТИ обеспечивает возможность последовательного покаскадного синтеза многокаскадных усилителей. ИТИ выступают в роли идеализированных моделей СКЦ, реализующих на промежуточных шагах синтеза необходимые оптимальные нагрузки  $\Gamma_S^{(l)}$ ,  $\Gamma_L^{(l)}$  ( $l = \overline{1, N}$ ) усилительных элементов до того, как эти СКЦ будут синтезированы.

В процессе покаскадного проектирования на рис. 1 при синтезе  $l$ -го каскада могут определяться (генерироваться) схема и элементы блока АБ $_l$  и (или) одной из цепей СКЦ $_l$ , СКЦ $_{l+1}$ . При этом одна или обе цепи СКЦ $_l$ , СКЦ $_{l+1}$  могут представляться в виде ИТИ с указанием соответствующих настроек. Благодаря использованию ИТИ последовательность синтеза усилительных каскадов в многокаскадном усилителе, а также синтеза СКЦ в рамках одного усилительного каскада может быть различной, но это зависит от настроек ИТИ.

Представим общее описание процедуры покаскадного синтеза усилителя (см. рис. 1) на основе ГА и использования ИТИ.

1. Перед началом синтеза, исходя из требований ко всему усилителю в целом, назначаются требования к усилительным каскадам. При этом могут задаваться требования как к отдельным каскадам, так и к цепочкам каскадов (например, к последовательному соединению первого и второго каскадов, и т.д.). Подробнее эта процедура описана в разд. 6.

2. В зависимости от типа усилителя, удобства проектирования и т.д. выбираются последовательность синтеза усилительных каскадов, а также желаемые настройки СКЦ. Например, при проектировании многокаскадных МШУ синтез обычно целесообразно начинать с первого каскада и использовать в первых нескольких каскадах настройки СКЦ на минимум коэффициента шума.

При синтезе  $l$ -го усилительного каскада (см. рис. 1) может оказаться, что  $(l-1)$ -й или  $(l+1)$ -й каскады ещё не спроектированы. В этом случае настройки цепей СКЦ $_l$  и СКЦ $_{l+1}$  нельзя выбирать произвольно. Если, например, не спроектирован  $(l-1)$ -й каскад, неизвестен выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  усилительного элемента АБ $_{l-1}$  и для СКЦ $_l$  можно выбрать только настройку на максимум передачи мощности (иначе определение её параметров рассеяния невозможно). Если не спроектирован  $(l+1)$ -й каскад, неизвестным является оптимальный по шуму коэффициент отражения  $\Gamma_{Sn}^{(l+1)}$  элемента АБ $_{l+1}$  и для СКЦ $_{l+1}$  тоже можно выбрать только указанную выше настройку. Однако в процессе синтеза параметры АБ и усилительных каскадов постепенно определяются, и настройки СКЦ далее можно заменить на желаемые.

Процесс проектирования упрощается, если начать с первого или последнего усилительного каскада, в этом случае одна из нагрузок каскада известна и равна  $Z_0$ .

Если, например, проектирование начинается с первого каскада, то дальше последовательно синтезируется второй каскад, затем третий и т.д. Для любого  $l$ -го каскада (см. рис. 1) при синтезе цепи СКЦ $_l$  известны её нагрузка слева (выходной импеданс  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  усилительного элемента АБ $_{l-1}$ , нагруженного на входе на уже синтезированную цепь СКЦ $_{l-1}$ ) и справа (входной импеданс  $Z_{in}^{(l)}$  элемента АБ $_l$ , нагруженного на выходе на ИТИ $_{l+1}$ ). В процессе синтеза цепочка спроектированных каскадов постепенно наращивается от первого каскада до последнего.

Если проектирование начинается с последнего каскада, то цепочка наращивается в противоположную сторону вплоть до первого каскада. Для  $l$ -го каскада при синтезе цепи СКЦ $_{l+1}$  известны её нагрузки справа (входной импеданс  $Z_{in}^{(l+1)}$  элемента АБ $_{l+1}$ , нагруженного на выходе на уже синтезированную цепь СКЦ $_{l+2}$ ) и слева (выходной импеданс  $Z_{out}^{(l)}$  элемента АБ $_l$ , нагруженного на входе на ИТИ $_l$ ).

1. Пусть вначале проектируется первый усилительный каскад (рис. 1) на активном блоке  $АБ_1$  с цепями СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>, которые первоначально представляются в виде ИТИ (ИТИ<sub>1</sub> и ИТИ<sub>2</sub>). Разработчик задаёт требования к этому усилительному каскаду. Вначале ГА генерирует исходный вариант схемы и величин элементов блока  $АБ_1$ , после чего рассчитываются его матрица рассеяния  $S_b^{(1)}$  и шумовая матрица  $\sigma_b^{(1)}$ . Для цепи СКЦ<sub>1</sub> возможна настройка на максимальную передачу мощности или минимальный коэффициент шума активного блока  $АБ_1$ . Так как второй усилительный каскад ещё не спроектирован, для цепи СКЦ<sub>2</sub> возможна настройка только на максимальную передачу мощности. При известных параметрах  $АБ_1$  и заданных настройках СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub> согласно [9, 11] определяются матрицы рассеяния ИТИ<sub>1</sub> и ИТИ<sub>2</sub>. После этого вычисляются характеристики первого усилительного каскада (ИТИ<sub>1</sub>– $АБ_1$ –ИТИ<sub>2</sub>), и с помощью ЦФ оценивается степень их соответствия поставленным требованиям. Далее ГА генерирует разные варианты  $АБ_1$ , добиваясь оптимального значения ЦФ, при этом трансформаторы ИТИ<sub>1</sub>, ИТИ<sub>2</sub> «следят» за изменениями параметров  $АБ_1$ , реализуя выбранные оптимальные настройки. В результате синтезируется оптимальный вариант активного блока  $АБ_1$ . Если требуется получить абсолютно устойчивый усилительный элемент  $АБ_1$  с  $K > 1$  ( $K$  – коэффициент устойчивости), но в процессе работы ГА генерируются решения с  $K < 1$ , способ устранения таких решений был приведен ранее.

2. Далее активный блок  $АБ_1$  фиксируется, вместо идеального трансформатора ИТИ<sub>1</sub> используется «реальная» цепь СКЦ<sub>1</sub> на пассивных сосредоточенных или распределённых элементах. В качестве цепи СКЦ<sub>2</sub> по-прежнему применяется идеальный трансформатор ИТИ<sub>2</sub> при настройке на максимум передачи мощности. На этом шаге по требованиям к первому усилительному каскаду синтезируется цепь СКЦ<sub>1</sub>.

3. Теперь активный блок  $АБ_1$  и цепь СКЦ<sub>1</sub> синтезированы, их каскадное соединение (СКЦ<sub>1</sub> –  $АБ_1$ ) можно представить в виде четырёхполюсника с известными сигнальными и шумовыми параметрами.

Приступая к проектированию второго усилительного каскада (СКЦ<sub>2</sub>,  $АБ_2$ , СКЦ<sub>3</sub>), целесообразно начать с синтеза активного блока  $АБ_2$  (см. рис. 1). Цепи СКЦ<sub>2</sub> и СКЦ<sub>3</sub> представляем в виде ИТИ (ИТИ<sub>2</sub>, ИТИ<sub>3</sub>). Если проектируется МШУ, то настройку СКЦ<sub>2</sub> на этом этапе можно поменять для получения минимального коэффициента шума блока  $АБ_2$  (это возможно, так как выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(1)}$  блока  $АБ_1$  теперь известен). Однако в связи с тем, что усилительные каскады, начиная с третьего, ещё не спроектированы, для цепи СКЦ<sub>3</sub> возможна настройка только на максимум передачи мощности.

На рассматриваемом шаге можно задать требования к соединению двух усилительных каскадов (усилительная цепочка СКЦ<sub>1</sub>– $АБ_1$ –ИТИ<sub>2</sub>– $АБ_2$ –ИТИ<sub>3</sub>), отдельно только ко второму каскаду (ИТИ<sub>2</sub>– $АБ_2$ –ИТИ<sub>3</sub>) либо смешанные требования. С помощью ГА рассмотренным в п. 3 способом синтезируем усилительный элемент  $АБ_2$ .

4. Поступая аналогично п. 4, фиксируем активный блок  $АБ_2$  и заменяем идеальный трансформатор ИТИ<sub>2</sub> «реальной» цепью СКЦ<sub>2</sub> на пассивных элементах, которая должна быть синтезирована. Цепь СКЦ<sub>3</sub> по-прежнему представляет собой трансформатор ИТИ<sub>3</sub> с настройкой на максимальную передачу мощности. Требования на этом этапе можно задать аналогично п. 5. После синтеза СКЦ<sub>2</sub> получаем в результате усилительную цепочку СКЦ<sub>1</sub>– $АБ_1$ –СКЦ<sub>2</sub>– $АБ_2$ –ИТИ<sub>3</sub>.

5. Продолжая таким же образом, последовательно синтезируем блоки усилителя в следующем порядке:  $АБ_3$ , СКЦ<sub>3</sub>,  $АБ_4$ , СКЦ<sub>4</sub>, ...,  $АБ_N$ . На последнем шаге синтезируем выходную цепь СКЦ<sub>N+1</sub>, включенную между блоком  $АБ_N$  и нагрузкой  $Z_0$  (настройка на максимальную передачу мощности).

Рассмотренная последовательность синтеза для случая двухкаскадного СВЧ-усилителя ( $N=2$ ) приводится в табл. 1, там же представлены усилительные цепочки, которые анализируются при работе ГА.

Подчеркнём, что при синтезе цепи СКЦ<sub>l</sub> никак не учитываются вычисленные на предыдущем шаге параметры рассеяния соответствующего идеального трансформатора ИТИ<sub>l</sub>. Поэтому в процессе синтеза любая цепь СКЦ<sub>l</sub> может быть выбрана как реактивной, так и диссипативной (ГА сам определит нужный уровень диссипативных потерь в цепи для лучшего удовлетворения комплекса требований к усилителю). Использование ИТИ необходимо лишь для того, чтобы  $АБ$  или СКЦ на очередном шаге синтезировались при оптимальных настройках других (ещё не синтезированных) СКЦ.

Таблица 1

## Последовательность синтеза двухкаскадного СВЧ-усилителя

Шаг	Синтезируемый блок	Анализируемая усилительная цепочка
1	АБ <sub>1</sub>	ИТИ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –ИТИ <sub>2</sub>
2	СКЦ <sub>1</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –ИТИ <sub>2</sub>
3	АБ <sub>2</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –ИТИ <sub>2</sub> –АБ <sub>2</sub> –ИТИ <sub>3</sub>
4	СКЦ <sub>2</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –СКЦ <sub>2</sub> –АБ <sub>2</sub> –ИТИ <sub>3</sub>
5	СКЦ <sub>3</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –СКЦ <sub>2</sub> –АБ <sub>2</sub> –СКЦ <sub>3</sub>

**6. Задание требований к характеристикам усилительных каскадов при покаскадном синтезе.** Особенностью процедуры покаскадного синтеза СВЧ ТУ является то, что на каждом шаге можно задавать различные требования к характеристикам синтезируемого усилительного каскада или усилительной цепочки. Рассмотрим это на примере синтеза двухкаскадного МШУ (см. табл. 1).

Перед началом синтеза должны быть оценены параметры самих активных элементов (транзисторов) в рабочей полосе частот – в частности, максимальный коэффициент усиления по мощности  $G_{\max}$  ( $G_{\max} = G_{ma}$  при  $K > 1$ ,  $G_{\max} = G_{ms}$  при  $K < 1$  [7]) и минимальный коэффициент шума  $F_{\min}$ . На этом основании уточняются требования ко всему усилителю (в том числе определяется число каскадов), и эти требования приблизительно распределяются на каждый усилительный каскад. Подробно указанная процедура представлена в [12].

При синтезе МШУ параметры рассеяния трансформатора ИТИ<sub>1</sub> на первом шаге рассчитываются из условия минимального коэффициента шума АБ<sub>1</sub>, а трансформатора ИТИ<sub>2</sub> на первом и втором шагах – из условия максимальной передачи мощности. В этом случае на шагах 1 и 2 целесообразно задавать ограничения на следующие характеристики первого усилительного каскада: а) коэффициент усиления  $G_T^{(1)}$ ; б) коэффициент шума  $F^{(1)}$ ; в) модуль входного коэффициента отражения  $m_1^{(1)} = m_1$  ( $m_1$  – модуль входного коэффициента отражения усилителя в целом). Ограничение на величину  $m_2^{(1)}$  задавать не имеет смысла, так как, исходя из настройки ИТИ<sub>2</sub>,  $m_2^{(1)} = 0$ .

Смысл задач проектирования на первом и втором шагах – синтезировать блоки АБ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>1</sub>, исходя из необходимого компромисса между характеристиками первого каскада  $G_T^{(1)}$ ,  $F^{(1)}$  и  $m_1^{(1)}$ . В случае широкополосного усилителя при равномерной частотной характеристике  $G_T^{(1)}(f)$  наилучшего компромисса не всегда удаётся достичь. В этом случае можно задать спадающую форму АЧХ первого каскада  $G_T^{(1)}(f)$  с тем, чтобы потом скомпенсировать её в следующих каскадах.

Что касается коэффициента устойчивости первого каскада  $K^{(1)}$  (при реактивных цепях СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub> он совпадает с коэффициентом устойчивости блока АБ<sub>1</sub>), то при выборе требований к нему следует принимать во внимание следующие соображения. Если необходимо обеспечить безусловную устойчивость каждого усилительного каскада (активного блока) в отдельности, тогда на шагах 1 и 2 следует задать ограничение  $K^{(1)} > 1$  (это ограничение задаётся в частотном диапазоне от 0 до  $f_{\max}$ , где  $f_{\max}$  – граничная частота генерации транзистора). Однако условие абсолютной устойчивости каждого каскада или АБ может быть слишком жёстким и ухудшить другие характеристики МШУ. Необходимо учитывать, что абсолютную устойчивость многокаскадного усилителя с реактивными СКЦ можно обеспечить даже при условно устойчивых активных элементах [5]. Поэтому с целью улучшения результирующих характеристик на шагах 1 и 2 условие абсолютной устойчивости для первого усилительного каскада можно не задавать, а использовать его на последующих шагах для всего усилителя.

На шаге 3 изменяется настройка трансформатора ИТИ<sub>2</sub> – его  $S$ -параметры рассчитываются из условия минимального коэффициента шума активного блока АБ<sub>2</sub>. При этом на шагах 3 и 4 задаются ограничения на характеристики  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$  и  $K$  усилительной цепочки ( $m_2 = 0$ ). Ограничение  $K > 1$  необходимо для обеспечения безусловной устойчивости всего усилителя.

Наконец, на шаге 5 задаются окончательные требования на полный комплекс параметров всего усилителя –  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  и  $K$ . Требование равномерной частотной характеристики усиления  $G_T(f)$  позволяет автоматически скомпенсировать наклон АЧХ первого каскада, если он имел место.

Заметим, что в процессе синтеза, помимо характеристик текущей синтезируемой усилительной цепочки, могут контролироваться характеристики отдельных каскадов. Например, на шагах 3 и 4, кроме требований к характеристикам цепочки СКЦ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>–ИТИ<sub>3</sub>, может быть задано отдельное требование к коэффициенту шума  $F^{(2)}$  второго каскада (СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>–ИТИ<sub>3</sub>). Это обеспечивает дополнительные возможности для минимизации коэффициента шума всего усилителя.

Рассмотренная выше процедура покаскадного синтеза может быть использована также в случаях, когда импедансы генератора и (или) нагрузки усилителя представляют собой комплекснозначные частотно-зависимые сопротивления, либо когда на входе и (или) выходе усилителя включены блоки с известными характеристиками. Указанные ситуации имеют место, например, если МШУ работает непосредственно от приемной антенны с комплексным внутренним сопротивлением (активная антенна), либо необходимо спроектировать предусилитель для усилителя с известными параметрами и т.д.

Приведем основные достоинства предлагаемой методики покаскадного синтеза СВЧ ТУ.

1. В отличие от синтеза многокаскадного усилителя в целом ([1, 2] и разд. 1–4), процедура предполагает декомпозицию исходной задачи и сведение ее к синтезу отдельных усилительных каскадов, это становится возможным благодаря применению ИТИ. В связи со сказанным размерность задачи (пространство поиска для ГА) на каждом шаге значительно уменьшается. В результате сильно сокращается время и увеличивается эффективность поиска оптимального решения с помощью ГА. Кроме того, улучшается сходимость и возрастает вероятность получения хороших характеристик многокаскадного усилителя даже при сравнительно большом числе каскадов (три и более).

2. Произвольная последовательность синтеза усилительных каскадов и СКЦ в многокаскадном усилителе, а также разнообразие возможных вариантов задания требований к отдельным каскадам (совместно с требованиями к усилителю в целом) делают процедуру проектирования СВЧ ТУ очень гибкой и вариативной. Это, в частности, позволяет получить несколько различных вариантов схемы усилителя, из которых могут быть выбраны лучшие.

3. Разработчик имеет значительно большую степень контроля над характеристиками и схемой усилителя по сравнению с автоматическим синтезом всего усилителя ([1, 2] и разд. 1–4).

4. Применение на промежуточных шагах ИТИ с настройками на максимальный коэффициент усиления или минимальный коэффициент шума повышает гарантию получения оптимальных характеристик усилительных каскадов и усилителя в целом.

Методика покаскадного синтеза СВЧ ТУ с использованием ИТИ была реализована в новой версии программы Geneamp и использована как при решении тестовых примеров, так и при практическом проектировании усилителей.

**7. Автоматизированный синтез предусилителя для МШУ диапазона 1–2 ГГц.** В качестве примера рассмотрим использование предложенной методики для автоматизированного синтеза малошумящего предусилителя диапазона 1–2 ГГц. В некоторых применениях (например, в измерительной аппаратуре) требуются усилители с большим коэффициентом усиления при сохранении низкого коэффициента шума. С целью реализации таких характеристик было решено, взяв за основу уже существующий двухкаскадный МШУ [3], спроектировать для него однокаскадный предусилитель.

Основной двухкаскадный усилитель построен на малошумящих корпусированных GaAs-полевых транзисторах ATF34143 и ATF33143 фирмы Avago Technologies. Он был синтезирован на основе ГА, изготовлен по гибридной технологии и экспериментально исследован [3], его измеренные характеристики следующие:  $G_T = 29 \pm 0,7$  дБ;  $F < 0,8$  дБ;  $|S_{11}| < -11$  дБ;  $|S_{22}| < -10$  дБ; усилитель абсолютно устойчив ( $K > 1$ ). Можно отметить, что по комплексу характеристик усилитель находится на уровне лучших мировых коммерческих аналогов [3].

При проектировании результирующего трехкаскадного усилителя (предусилитель и основной усилитель) необходимо было не только синтезировать сам предусилитель, но также и перепроектировать СКЦ между ним и основным усилителем. Поэтому прежде всего схема основного усилителя [3] была модифицирована, а именно, исключена входная СКЦ, схема и элементы оставшейся части усилителя не изменялись. Таким образом, эта оставшаяся часть представляет собой фиксированный выходной блок проектируемого МШУ. При синтезе он характеризовался смоделированными  $S$ - и шумовыми параметрами.

Структурная схема синтезируемого трёхкаскадного МШУ приведена на рис. 4. Синтезу подлежат блоки СКЦ<sub>1</sub>, АБ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>, блок АБ<sub>2</sub> является фиксированным (основной усилитель). Требования

к характеристикам результирующего усилителя следующие:  $G_T = 41,5 \pm 1,5$  дБ;  $F < 0,4$ ;  $|S_{11}| < -10$  дБ;  $|S_{22}| < -10$ ; усилитель должен быть абсолютно устойчив ( $K > 1$ ).

В качестве активного элемента в предусилителе выберем тот же малозумящий корпусированный GaAs-полевой транзистор ATF34143 фирмы Avago Technologies, что и в основном усилителе, в режиме по постоянному току  $V_{ds} = 4$ В,  $I_{ds} = 60$  мА. Его характеристики на частоте 2 ГГц следующие:  $F_{min} = 0,26$  дБ,  $G_{ass} = 17,8$  дБ, где  $G_{ass}$  – максимальный коэффициент усиления при настройке на минимальный коэффициент шума. На основании этих данных можно оценить минимально возможный коэффициент шума трёхкаскадного усилителя (предусилитель и основной усилитель):  $F_{пред} = F_{min} + (F_{АБ2} - 1)/G_{ass} = 1,063 = 0,266$  дБ.

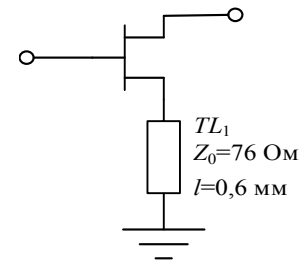


Рис. 4. Схема активного блока

В работе [3] было выполнено исследование по выбору схемы активных блоков для основного усилителя. Отмечалось, что для уменьшения коэффициента шума в АБ необходимо исключить последовательные и параллельные реактивные элементы на входе транзистора, которые имеют диссипативные потери. В связи со сказанным в качестве АБ в основном усилителе использовались транзисторы с последовательной ОС, которая реализуется путем включения в цепь истока отрезка микрополосковой линии передачи – МПЛ (рис. 5). В [3] были найдены оптимальные для рассматриваемых типа транзистора и диапазона частот параметры отрезка МПЛ, которые обеспечивают одновременно условия минимального коэффициента шума и согласования на входе активного блока. Указанные параметры для подложки из материала Rogers (диэлектрическая проницаемость материала подложки  $\epsilon_r = 3,48$ ) следующие: физическая длина  $l = 0,6$  мм, волновое сопротивление  $Z_0 = 76$  Ом. При этом потери в МПЛ на частоте 2 ГГц составляют 1,4 дБ/м.

Такая же практически опробованная схема активного блока была выбрана и для использования в предусилителе (блок АБ<sub>1</sub> на рис. 4), поэтому далее синтез трехкаскадного усилителя на основе ГА сводится к синтезу цепей СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>. На структуру синтезируемых СКЦ накладывались следующие требования: цепь может содержать все возможные пассивные элементы  $R$ ,

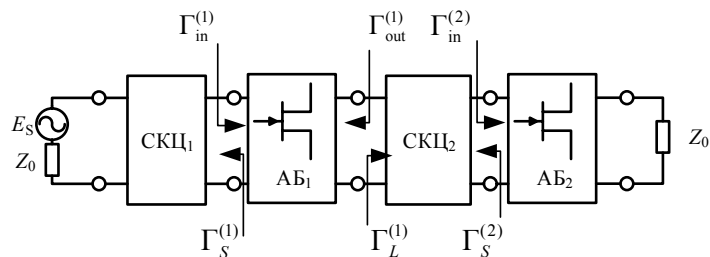


Рис. 5. Структурная схема синтезируемого трёхкаскадного МШУ

$L$ ,  $C$ ,  $TL$ ; СКЦ должна содержать разделительный конденсатор и обеспечивать возможность подачи питания на транзисторы. При синтезе пассивные сосредоточенные элементы описывались идеализированными моделями, а линии передачи – моделями, учитывающими однородные потери в металле и диэлектрике (паразитные неоднородности при этом не учитывались). Для реализуемости пассивных сосредоточенных и распределенных элементов задавались также ограничения на величины их варьируемых параметров. Расчет значений характеристик при синтезе усилителя проводился в 11 частотных точках, расположенных в интервале частот 1–2 ГГц. Ограничение на коэффициент устойчивости ( $K > 1$ ) контролировалось в диапазоне частот 0,5–6 ГГц.

Рассмотрим порядок и условия синтеза результирующего усилителя со структурной схемой на рис. 4 после выбора блока АБ<sub>1</sub>. Требования к характеристикам  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  и  $K$  усилителя были одни и те же на всех этапах покаскадного синтеза (табл. 2).

На первом шаге синтез целесообразно начать с цепи СКЦ<sub>2</sub>, представив цепь СКЦ<sub>1</sub> в виде ИТИ. Это позволяет на данном шаге, во-первых, использовать точную настройку ИТИ<sub>1</sub> для получения минимума коэффициента шума усилительного элемента АБ<sub>1</sub> и, во-вторых, сразу проектировать цепь СКЦ<sub>2</sub> из условия минимального коэффициента шума всего усилителя. Смысл задачи проектирования на этом шаге состоит в синтезе цепи СКЦ<sub>2</sub> с таким входным коэффициентом отражения  $\Gamma_L^{(1)}$  (являющимся нагрузкой элемента АБ<sub>1</sub>), при котором совместно достигаются минимальный коэффициент шума АБ<sub>1</sub> и согласование на входе усилителя. Кроме того, цепь СКЦ<sub>2</sub> одновременно реализует близкий к минимально возможному коэффициент шума АБ<sub>2</sub> и выравнивает АЧХ всего усилителя.

Синтезированная цепь СКЦ<sub>2</sub> приведена на рис. 6, а полученные на этом этапе характеристики трехкаскадного усилителя (цепочка ИТИ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>, условно обозначен МШУ1) – в табл. 2

(строка 2). В этой же строке таблицы указаны также число варьируемых параметров  $N_{\text{вар}}$ , число итераций  $N_{\text{ит}}$  и время синтеза  $t_{\text{син}}$  для шага 1; под числом варьируемых параметров имеется в виду суммарное количество параметров пассивных элементов, значения которых одновременно выбираются генетическим алгоритмом в процессе работы. Заметим, что при синтезе цепи СКЦ<sub>2</sub> на всех частотах было использовано нулевое значение фазового угла  $\varphi_{21c}^{(l)}$  параметра  $s_{21c}^{(l)}$  идеального трансформатора ИТИ<sub>1</sub> [1].

Таблица 2

Требования к характеристикам и результаты синтеза МШУ диапазона 1–2 ГГц

	$G \pm \Delta G$ , дБ	$F$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$K$	$N_{\text{вар}}$	$N_{\text{ит}}$	$t_{\text{син}}$ , мм:сс
1. Требования	41,5±1,5	≤ 0,4	< -10	< -10	> 1	—	—	—
2. Результаты – МШУ1 (шаг 1)	42,11±0,86	0,306	< -9,67	< -10,0	> 5,43	7	913	01:00
3. Результаты – МШУ2 (шаг 2)	41,97±0,95	0,34	< -10,0	< -9,94	> 5,43	5	397	00:30
4. Окончательные результаты – покаскадный синтез	41,97±0,95	0,34	< -10,0	< -9,94	> 5,43	12	131 0	01:30
5. Окончательные результаты – синтез усилителя в целом	41,8±1,15	0,35	< -10,2	< -10,5	> 5,44	13	360 1	10:00

Интересно отметить, что ГА включил в схему СКЦ<sub>2</sub> диссипативные элементы (резисторы  $R_1$ ,  $R_2$ ); тем не менее, достигнутый в полосе 1–2 ГГц коэффициент шума  $F = 0,306$  дБ достаточно близок к предельному для трёхкаскадного усилителя ( $F_{\text{пред}} = 0,266$  дБ). Это подтверждает тот факт, что применение диссипативных элементов в МШУ обеспечивает больше возможностей для достижения компромисса между характеристиками, чем если использовать только реактивные элементы.

На втором шаге полученная цепь СКЦ<sub>2</sub> фиксируется и выполняется синтез оставшейся цепи СКЦ<sub>1</sub>. Найденная с помощью ГА схема СКЦ<sub>1</sub> показана на рис. 6. На этом же рисунке изображена полученная в результате синтеза окончательная полная схема трехкаскадного МШУ (предусилитель и основной усилитель), в табл. 2 (строки 3 и 4) представлены его характеристики в полосе частот 1–2 ГГц (усилитель обозначен МШУ2). В строке 3 табл. 2 указаны значения величин  $N_{\text{вар}}$ ,  $N_{\text{ит}}$  и  $t_{\text{син}}$  на шаге 2, а в строке 4 – суммарные значения этих величин на шагах 1 и 2.

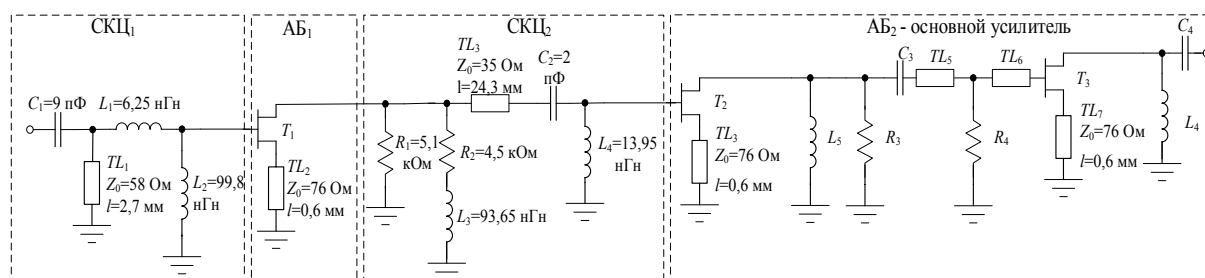


Рис. 6. Схема синтезированной трёхкаскадного МШУ диапазона 1–2 ГГц

Более подробный анализ результатов данного примера позволил исследовать правильность и эффективность предложенной в настоящей статье методики синтеза СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ. С этой целью было выполнено сравнение между собой, во-первых, параметров рассеяния ИТИ<sub>1</sub> и цепи СКЦ<sub>1</sub> и, во-вторых, полученных характеристик трехкаскадного МШУ на шаге 1 (МШУ1, цепочка ИТИ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>) и шаге 2 (МШУ2, цепочка СКЦ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>) – см. табл. 2, строки 2 и 3.

В разд. 1 отмечалось, что так как на очередном шаге синтез СКЦ (в данном случае СКЦ<sub>1</sub>) выполняется «с нуля» независимо от найденных ранее параметров рассеяния ИТИ (ИТИ<sub>1</sub>), характеристики СКЦ не обязательно должны точно повторять характеристики ИТИ. Действительно, полученные в примере данные свидетельствуют о существенном отличии всех параметров рассеяния синтезированной на втором шаге «реальной» цепи на пассивных элементах СКЦ<sub>1</sub> в диапазоне

1–2 ГГц от соответствующих параметров рассеяния «идеальной» цепи ИТИ<sub>1</sub> – максимальные погрешности воспроизведения параметров  $s_{12}$ ,  $s_{11}$  и  $s_{22}$  ИТИ составляют соответственно 30, 33, 33% по модулю и 51, 93, 31° по фазе. Как и следовало ожидать, коэффициент шума  $F$  МШУ1 с идеальной цепью ИТИ<sub>1</sub> лучше. В связи с указанным отличием параметров рассеяния СКЦ<sub>1</sub> некоторые характеристики усилителя МШУ2 отличаются от полученных на первом шаге «идеальных» характеристик МШУ1 (практически совпадают характеристики  $G_T$ ,  $|S_{22}|$  и  $K$ , отличаются характеристики  $F$  и  $|S_{11}|$ ). Однако наихудшие значения всех характеристик МШУ1 и МШУ2 в полосе частот 1–2 ГГц на шагах 1 и 2 близки (см. табл. 2).

Это подтверждает работоспособность предложенной методики синтеза многокаскадных СВЧ-усилителей с использованием ИТИ в случае широких полос пропускания. Видно, что на втором шаге ГА нашёл решение (параметры рассеяния СКЦ<sub>1</sub>), которое отличается от полученного на первом шаге (параметры рассеяния ИТИ<sub>1</sub>), но тем не менее удовлетворяет поставленным требованиям. Определяющим при этом явился тот факт, что на первом шаге были найдены подходящие структура и значения элементов цепи СКЦ<sub>2</sub>. Очевидно, синтез межкаскадной цепи СКЦ<sub>2</sub> с 6 элементами при выполнении целого ряда условий (см. выше) является более сложной задачей, чем поиск входной цепи СКЦ<sub>1</sub>. Успешное решение этой задачи как раз и было выполнено при использовании идеальной настройки СКЦ<sub>1</sub> (ИТИ<sub>1</sub>). Таким образом, благодаря применению ИТИ удалось успешно и быстро синтезировать МШУ.

На рис. 7 приведены частотные зависимости характеристик полученного трехкаскадного усилителя в диапазоне от 0,5 до 3 ГГц. С помощью ГА спроектирован устойчивый усилитель с высоким равномерным коэффициентом усиления и весьма низким коэффициентом шума ( $F \leq 0,34$  дБ без учёта потерь в реактивных элементах).

Чтобы более наглядно оценить качество синтеза (насколько точно достигается условие минимального коэффициента шума и насколько оно совпадает с условием согласования по входу), на рис. 8, а–в представлены в полосе частот 1–2 ГГц частотные зависимости (годографы) выходных коэффициентов отражения СКЦ  $\Gamma_S$

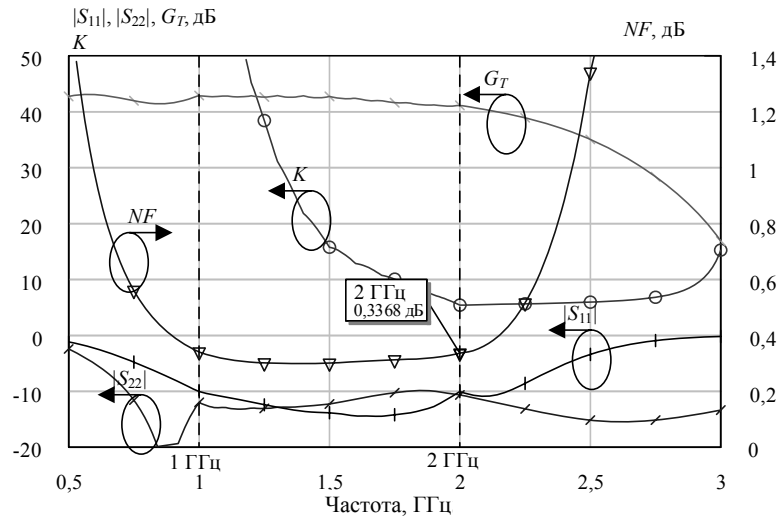


Рис. 7. Частотные характеристики синтезированного трёхкаскадного МШУ в полосе 0,5–3 частот, ГГц

вместе с зависимостями оптимального коэффициента отражения источника сигнала по шуму  $\Gamma_{Sn}$  и сопряжённого входного коэффициента отражения  $\Gamma_{in}^*$  для усилительных элементов. На рис. 8, а эти зависимости приведены для цепи ИТИ<sub>1</sub> ( $\Gamma_S^{(1)}$ ) и усилительной цепочки АБ<sub>1</sub>+СКЦ<sub>2</sub>+АБ<sub>2</sub> ( $\Gamma_{Sn}^{(1)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(1)*}$ ) после первого шага синтеза (при этом  $\Gamma_S^{(1)} = \Gamma_{Sn}^{(1)}$ ), на рис. 8, б – для синтезированной цепи СКЦ<sub>1</sub> ( $\Gamma_S^{(1)}$ ) и цепочки АБ<sub>1</sub>+СКЦ<sub>2</sub>+АБ<sub>2</sub> ( $\Gamma_{Sn}^{(1)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(1)*}$ ) после второго шага синтеза, на рис. 8, в – для цепочки ИТИ<sub>1</sub>+АБ<sub>1</sub>+СКЦ<sub>2</sub> ( $\Gamma_S^{(2)}$ ) и элемента АБ<sub>2</sub> ( $\Gamma_{Sn}^{(2)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(2)*}$ ) после первого шага синтеза. Близость  $\Gamma_S$  к  $\Gamma_{Sn}$  свидетельствует о том, что синтезированная цепь реализует близкий к минимальному коэффициенту шума, а близость  $\Gamma_S$  к  $\Gamma_{in}^*$  – что достигается согласование по входу.

Из рис. 8, б, в видно, что цепь СКЦ<sub>1</sub> одновременно минимизирует коэффициент шума первого каскада и входной коэффициент отражения усилителя. Уровень согласования цепи СКЦ<sub>2</sub> хуже (годограф  $\Gamma_S$  удаляется от годографа  $\Gamma_{in}^*$ ), но для межкаскадной цепи это не принципиально.

Для сравнения предложенной процедуры покаскадного синтеза с исходной методикой [1, 2] был выполнен также автоматизированный синтез усилителя (см. рис. 4) в целом, в этом случае одновременно синтезировались цепи СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>. Использовались такие же требования к усилителю

(см. табл. 2) и ограничения на структуру и элементы СКЦ. Полученная принципиальная схема предусилителя приведена на рис. 9, а характеристики трёхкаскадного усилителя при этом – в табл. 2 (строка 5).

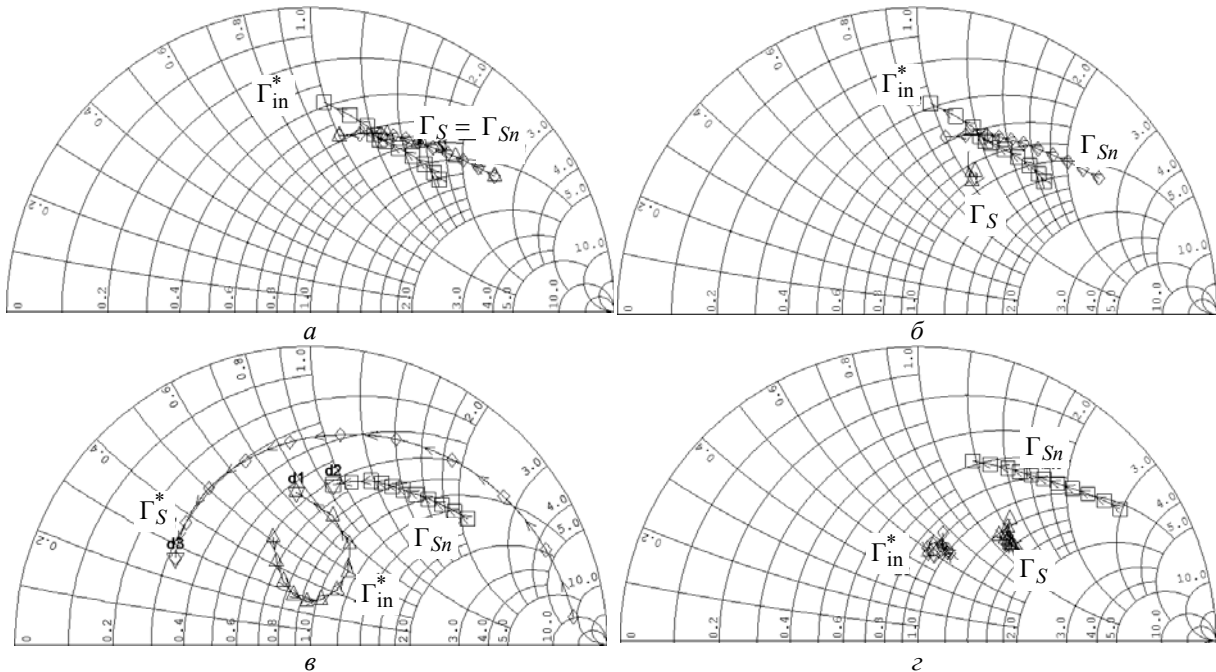


Рис. 8. Частотные зависимости величин  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_{Sn}$  и  $\Gamma_{in}^*$  в полосе частот 1–2 ГГц: *а* – для элемента ИТИ<sub>1</sub> и усилительной цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> после первого шага синтеза; *б* – для цепи СКЦ<sub>1</sub> и цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> после второго шага синтеза; *в* – для цепочки ИТИ<sub>1</sub> + АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> и элемента АБ<sub>2</sub> после первого шага синтеза; *г* – для цепи СКЦ<sub>1</sub> и цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> при синтезе усилителя в целом

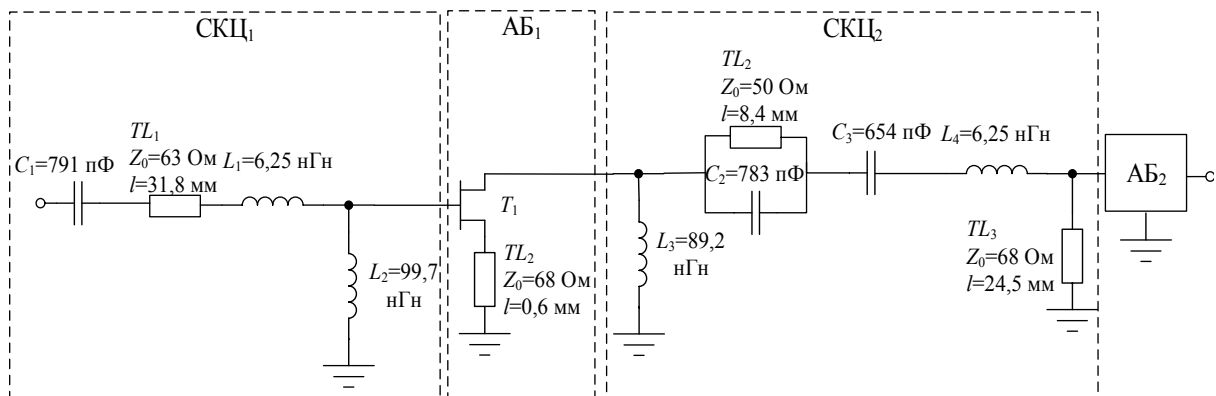


Рис. 9. Принципиальная схема предусилителя, полученная при синтезе блоков СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub> одновременно

Как видно, параметры обоих синтезированных трёхкаскадных усилителей близки (по сравнению с методикой [1, 2] усилитель, полученный с помощью методики покаскадного синтеза, имеет несколько более высокий коэффициент усиления и лучшую равномерность АЧХ). Однако предложенная здесь покаскадная процедура позволила почти в 3 раза уменьшить суммарное количество итераций ГА (1310 вместо 3601) и в 6,7 раза сократить время синтеза (1 мин 30 с вместо 10 мин), что подтверждает ее эффективность.

На рис. 8, *г* приведены годографы  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_{Sn}$  и  $\Gamma_{in}^*$  для цепи СКЦ<sub>1</sub> и цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> при синтезе усилителя в целом. Сравнение рис. 8, *б* и *г* показывает, что методика покаскадного синтеза обеспечила лучшее совпадение условий минимального коэффициента шума и согласования на входе усилителя. Кроме того, полученная при покаскадном синтезе схема МШУ (см. рис. 6) более удобна для практической реализации.



**Заключение.** В настоящей статье предложена и с общих позиций рассмотрена новая методика автоматизированного синтеза многокаскадных линейных и маломощных СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ. Исходный вариант методики предназначен для синтеза многокаскадного усилителя в целом, основным ее отличием по сравнению с опубликованным нами ранее подходом [1, 2] является то, что процедура проектирования становится двухэтапной. На первом этапе в схеме усилителя вместо некоторых или всех СКЦ используются ИТИ и указываются их настройки, синтезируются АБ и (если есть) остальные СКЦ. На втором этапе найденные схемы и элементы АБ фиксируются, имеющиеся ИТИ заменяются на СКЦ и выполняется синтез последних. При этом уменьшается пространство поиска для ГА, что способствует улучшению характеристик и сокращению общего времени синтеза.

Представлена также модифицированная методика, позволяющая осуществить последовательный синтез отдельных усилительных каскадов. Благодаря декомпозиции задачи, помимо дополнительного сокращения размерности, уменьшения времени и повышения эффективности поиска, увеличивается вероятность получения хороших характеристик усилителя даже при сравнительно большом числе каскадов (три и более).

Модифицированная методика позволяет проектировать усилительные каскады многокаскадного усилителя в произвольном порядке. При этом могут быть учтены требования как к каждому отдельному каскаду, так и ко всему усилителю в целом. Сказанное существенно повышает гибкость процесса разработки – инженер, как и при применении других распространенных методов, выбирает необходимую последовательность проектирования усилительных каскадов, а реализующая ГА программа используется как мощный инструмент, последовательно автоматически генерирующий фрагменты принципиальной схемы усилителя. Кроме того, достигается значительно большая степень контроля над характеристиками и схемой ТУ по сравнению с исходной методикой и методикой [1, 2].

По сравнению с традиционными и современными подходами [5, 7, 12] применение предложенных вариантов методики позволяет упростить и ускорить процесс синтеза многокаскадных СВЧ ТУ, оставляя разработчику только функции задания требований к характеристикам, структуре и элементам проектируемого устройства. Новый подход реализован в очередной версии программы структурно-параметрического синтеза СВЧ-усилителей Geneamp. Его эффективность продемонстрирована на примере проектирования трёхкаскадного маломощного усилителя диапазона 1–2 ГГц.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», мероприятие 1.3, государственный контракт 14.577.21.0179.

#### *Литература*

1. Babak L.I. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // 7-th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2012. – P. 381–384.
2. Калентьев А.А. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак, А.А. Коколов, И.М. Добуш // Сб. трудов 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2012. – Т. 1. – С. 131–132.
3. Добуш И.М. Разработка МШУ диапазона 1–2 ГГц с использованием программы структурного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма / И.М. Добуш, А.А. Калентьев, Д.А. Жабин, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 1 (35). – С. 47–51.
4. Bogleione L. R n circles for series-feedback amplifiers / L. Bogleione, R.D. Pollard, V. Postoyalko // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 1999. – Vol. 47, № 7. – P. 973–978.
5. Петров Г.В. Линейные балансные СВЧ-усилители / Г.В. Петров, А.И. Толстой. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
6. Wedge S.W. Wave techniques for noise modeling and measurement / S.W. Wedge, D.B. Rutledge // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 1992. – Vol. 40, № 11. – P. 2004–2012.
7. Besser L. Practical RF circuit design for modern wireless systems: Active circuits and systems. Vol. 2 / L. Besser, R. Gilmore. – London; Boston: Artech House, 2003. – 569 p.
8. Rollett J.M. Stability and power-gain invariants of linear twoports // Circuit Theory, IRE Transactions on. – 1962. – Vol. 9, № 1. – P. 29–32.

9. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1965. – 352 с.
10. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс / Пер. с англ. под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, – 1971. – 440 с.
11. Albinsson V. M. A graphic design method for matched low-noise amplifiers // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 1990. – Vol. 38, № 2. – P. 118–122.
12. Бабак Л.И. Методика проектирования многокаскадных транзисторных усилителей с реактивными согласующими цепями / Л.И. Бабак, Ф.И. Шеерман // Сб. докл. межд. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 2. – С. 160–164.
13. Бабак Л.И. Теория, методы и алгоритмы автоматизированного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе декомпозиционного подхода: дисс. ... д-ра техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2012. – 134 с.
14. Фано Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / пер. с англ. под ред. Г.И. Слободенюка. – М.: Сов. радио, 1965. – 72 с.

---

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа, профессор каф. КСУП  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

**Калентьев Алексей Анатольевич**

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП),  
мл. науч. сотрудник ЛИКС ТУСУРа  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

**Добуш Игорь Мирославович**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник лаб. интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: igadobush@gmail.com

Babak L.I., Kalentyev A.A., Dobush I.M.

**Automated synthesis of microwave low-noise amplifiers using genetic algorithm and ideal impedance transformers**

In this article, a new technique for the automated genetic-algorithm-based synthesis of linear and low-noise microwave transistor amplifiers is presented. It uses idealized models of lossless correcting-matching networks, i.e., ideal impedance transformers that can be tuned for the maximum gain or minimum noise of active elements. Also, a modified version of the technique is described that allows the synthesis of separate amplifier stages. Both technique versions reduce the dimension of the search space for genetic algorithm shorting the synthesis time and improving performances of multistage microwave amplifiers. The approach is implemented in the new version of software tool Geneamp. The efficiency of new technique is demonstrated in the example design of 1–2 GHz three-stage LNA.

**Keywords:** microwave transistor amplifier, LNA, synthesis, genetic algorithm, ideal impedance transformer.