

системы управления: Материалы Междунар. науч.-практ. конф. Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. Ч. 1. С. 66–70.

2. *Бабак Л.И., Шеерман Ф.И., Черкашин М.В.* Автоматическое вычисление геометрических размеров пассивных элементов СВЧ монолитных схем по электрическим параметрам // Электронные средства и системы управления: Материалы Междунар. научно-практ. конф. Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. Ч. 1. С. 40–44.

3. *Шеерман Ф. И., Бабак Л. И.* Оптимизация СВЧ монолитных интегральных схем в пакете Microwave Office на основе преобразования моделей монолитных элементов // Электронные средства и системы управления: Материалы Междунар. научно-практ. конф. Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. Ч. 1. С. 49–53.

4. *Шеерман Ф.И., Бабак Л.И.* Процедура визуального проектирования согласующих цепей для монолитных интегральных СВЧ устройств // «Научная сессия ТУСУР 2005»: Материалы Всерос. научн.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов. Томск: Изд-во ТУСУР, 2005. С. 228–231.

5. *Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., Зайцев Д.А.* LOCUS-MMIC – интегрированная среда «визуального» проектирования монолитных корректирующих и согласующих цепей // Наст. сб.

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОКАСКАДНЫХ СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С РЕАКТИВНЫМИ СОГЛАСУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ

Л.И. Бабак, Ф.И. Шеерман

ТУСУР, г. Томск, e-mail: babak@post.tomica.ru

Введение. Многокаскадные СВЧ транзисторные усилители очень часто строятся путем последовательного (каскадного) соединения активных элементов – АЭ (транзисторов с двухполюсными цепями коррекции и обратной связи), между которыми включены реактивные согласующие цепи – СЦ (рис. 1). В настоящее время отсутствуют систематические методы, позволяющие осуществить проектирование таких усилителей с учетом совокупности требований к характеристикам, а также реализовать потенциальные возможности каждого каскада.

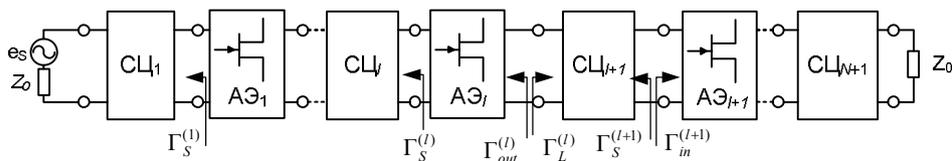


Рис. 1. Многокаскадный усилитель с реактивными СЦ

В [1] предложена методика проектирования однокаскадных СВЧ-усилителей с реактивными СЦ на входе и выходе, основанная на декомпозиционном методе синтеза. В настоящей статье указанная методика распространяется на случай многокаскадных СВЧ транзисторных усилителей с реактивными СЦ. В отличие от существующих подходов она позволяет выполнить проектирование усилителей с учетом полного комплекса требований к характеристикам, включая коэффициент усиления, форму АЧХ, коэффициент шума, выходную мощность, уровни согласования на входе и выходе и устой-

чивость. Кроме того, она является систематической, т.е. предполагает определенную последовательность действий (проектных процедур) для реализации этого комплекса требований.

Методика основана на последовательном построении ОДЗ коэффициентов отражения источника сигнала $\Gamma_S^{(l)}$ и нагрузки $\Gamma_L^{(l)}$ для каждого активного элемента $AЭ_l$ ($l = \overline{1, N}$, где N – число каскадов) на ряде фиксированных частот и синтезе СЦ по этим ОДЗ. При этом на каждом шаге фактически используется процедура проектирования однокаскадного усилителя, описанная в [1]. Особенности проектирования многокаскадных СВЧ усилителей является определенный выбор последовательности синтеза СЦ, назначение требований к характеристикам отдельных усилительных каскадов, обеспечение устойчивости усилителя, а также реализация синтеза межкаскадных СЦ.

Процедура проектирования многокаскадных СВЧ транзисторных усилителей. Перед началом проектирования на фиксированных частотах ω_k ($k = \overline{1, m}$) полосы пропускания $\omega \in [\omega_L, \omega_U]$ задаются требования к характеристикам многокаскадного усилителя:

$$G^- \leq G \leq G^+, F \leq F^+, m_1 \leq m_1^+, m_2 \leq m_2^+, P_{out} \geq P_{out}^-, K \geq 1,$$

где G – коэффициент усиления по мощности; F – коэффициент шума; m_1 и m_2 – модули входного и выходного коэффициентов отражения; P_{out} – выходная мощность; K – инвариантный коэффициент устойчивости; $G^-, G^+, F^+, m_1^+, m_2^+, P_{out}^-$ – граничные значения характеристик.

В предлагаемой процедуре проектирование многокаскадного усилителя начинается с синтеза одной из межкаскадных СЦ. Пусть это будет первая межкаскадная цепь СЦ₂, тогда процесс проектирования включает следующие этапы:

1. Формулирование требований к отдельным усилительным каскадам.
2. Построение полных ОДЗ для активных элементов АЭ₁ и АЭ₂.
3. Синтез межкаскадной СЦ₂ по ОДЗ, полученным на предыдущем шаге.
4. Вычисление параметров соединения АЭ₁ – СЦ₂ – АЭ₂, представление этого соединения в виде отдельного блока – составного активного элемента АЭ'₂.
5. Уточнение требований, построение полных ОДЗ для составного АЭ'₂ и АЭ₃.
6. Синтез межкаскадной СЦ₃ по полученным ОДЗ и т. д.

Процесс продолжается до тех пор, пока не будут синтезированы все межкаскадные СЦ и определены параметры составного АЭ'_N:

$$AЭ_1 - СЦ_2 - AЭ_2 - СЦ_2 - \dots - СЦ_N - AЭ_N$$

7. Получение полных ОДЗ для составного АЭ'_N.

8. Синтез входной и выходной СЦ по найденным ОДЗ.

Рассмотрим более подробно отдельные этапы проектирования.

Формулирование требований к отдельным усилительным каскадам. Ориентировочные требования к характеристикам усилительных каскадов задаются, основываясь на требованиях ко всему усилителю, а также на известных оценочных формулах, и уточняются в процессе проектирования.

В частности для выбора числа каскадов оценить коэффициент усиления многокаскадного усилителя можно по формуле

$$G = \prod_{l=1}^{q-1} G_A^{(l)} \cdot G_T^{(q)} \prod_{l=q+1}^N G_W^{(l)},$$

где $G_A^{(l)}$, $G_T^{(l)}$ и $G_W^{(l)}$ – соответственно реализуемый, располагаемый и рабочий коэффициенты усиления АЭ.

Из известной формулы Фрииса следует оценка допустимого коэффициента шума второго каскада при заданном коэффициенте шума всего усилителя F :

$$F^{(2)} \leq 1 + G_A^{(1)}(F - F^{(1)}).$$

Требования к модулям коэффициентов отражения усилительных каскадов в полосе пропускания можно записать в виде

$$m_1^{(l)} \leq m_1^+; m_2^{(N)} \leq m_2^+; m_1^{(l+1)} = m_2^{(l)} \leq 1, l = 2, N-1.$$

Для обеспечения абсолютной устойчивости многокаскадного усилителя с реактивными СЦ достаточно, чтобы модули коэффициентов отражения на входе и выходе всех усилительных каскадов (т.е. во входном и выходном сечениях каждого АЭ) не превышали единицу при любых изменениях пассивных коэффициентов отражения источника сигнала Γ_S и нагрузки Γ_L усилителя: $m_1^{(l)} \leq 1; m_2^{(l)} \leq 1; l = 1, N$.

Построение полных ОДЗ для двух соседних АЭ. Для общности изложения будем считать, что ОДЗ строятся для двух соседних активных элементов АЭ_{*l*} и АЭ_{*l+1*} (один из них может быть составным). Зададим следующие требования к характеристикам усилительных каскадов на АЭ_{*l*} и АЭ_{*l+1*}:

$$G_T^{(l)-} \leq G_T^{(l)} \leq G_T^{(l)+}; F^{(l)} \leq F^{(l)+}; m_1^{(l)} \leq m_1^{(l)+}; m_2^{(l)} \leq m_2^{(l)+}; P_{out}^{(l)} \geq P_{out}^{(l)-}. \quad (1)$$

$$G_T^{(l+1)-} \leq G_T^{(l+1)} \leq G_T^{(l+1)+}; F^{(l+1)} \leq F^{(l+1)+}; m_1^{(l+1)} \leq m_1^{(l+1)+}; m_2^{(l+1)} \leq m_2^{(l+1)+};$$

$$P_{out}^{(l+1)} \geq P_{out}^{(l+1)-}. \quad (2)$$

При этом $m_2^{(l)+} = m_1^{(l+1)+}$ (можно принять $m_2^{(l)+} = m_1^{(l+1)+} = 1$); если $l = 1$, тогда $m_1^{(l)+} = m_1^+$; если $l=N-1$, тогда $m_2^{(l+1)+} = m_2^+$ и $P_{out}^{(l+1)-} = P_{out}$.

Для усилительного каскада на АЭ_{*l*} для ряда фиксированных частот $\omega_k (k = \overline{1, M})$ строим полные ОДЗ $\overline{E}_S^{(l)}(\omega_k)$, $\overline{E}_L^{(l)}(\omega_k)$ на комплексных плоскостях коэффициентов отражения $\Gamma_S^{(l)}$ и $\Gamma_L^{(l)}$. Множество частот $\omega_k (k = \overline{1, M})$ включает в себя частоты $\omega_k (k = \overline{1, m})$ в полосе пропускания усилителя $\omega \in [\omega_L, \omega_U]$, а также выбранные с некоторым шагом частоты вне полосы пропускания в области потенциальной неустойчивости АЭ_{*l*}.

ОДЗ $\overline{E}_S^{(l)}$, $\overline{E}_L^{(l)}$ в полосе пропускания строятся в соответствии с полной системой ограничений (1) аналогично случаю однокаскадного усилителя [1]. ОДЗ $\overline{E}_S^{(l)}$, $\overline{E}_L^{(l)}$ на частотах в области потенциальной неустойчивости АЭ_{*l*} строятся в соответствии с условиями: $m_1^{(l)} \leq 1$, $m_2^{(l)} \leq 1$. В этом случае они совпадают с круговыми областями устойчивости.

В соответствии с системой ограничений (2) аналогичным образом строим полные ОДЗ $\Gamma_S^{(l+1)}(\omega_k)$, $\Gamma_L^{(l+1)}(\omega_k)$ ($k = \overline{1, M}$) на плоскостях $\Gamma_S^{(l+1)}$ и $\Gamma_L^{(l+1)}$ для усилительного каскада на $AЭ_{l+1}$.

Синтез межкаскадной СЦ. Задача синтеза межкаскадной СЦ является ключевой при проектировании многокаскадных усилителей. Рассмотрим синтез межкаскадной СЦ $_{l+1}$, включенной между $AЭ_l$ и $AЭ_{l+1}$. При решении этой задачи приходится принимать во внимание целую цепочку каскадно включенных четырехполосников СЦ $_l - AЭ_l - СЦ_{l+1} - AЭ_{l+1} - СЦ_{l+2}$.

Для синтеза СЦ $_{l+1}$ необходимо знать выходной коэффициент отражения $\Gamma_{out}^{(l)}$ $AЭ_l$ и входной коэффициент отражения $\Gamma_{in}^{(l+1)}$ $AЭ_{l+1}$. Однако эти величины неизвестны, так как синтез цепей СЦ $_l$ и СЦ $_{l+2}$ еще не проведен и, следовательно, не определены коэффициенты отражения $\Gamma_S^{(l)}$ и $\Gamma_L^{(l+1)}$, от которых зависят $\Gamma_{out}^{(l)}$ и $\Gamma_{in}^{(l+1)}$.

Для устранения этой трудности определим ориентировочные значения $\Gamma_S^{(l)}$ и $\Gamma_L^{(l+1)}$ следующим образом: на каждой из частот ω_k ($k = \overline{1, M}$) полосы пропускания выберем значения (точки) $\tilde{\Gamma}_S^{(l)}(\omega_k)$ и $\tilde{\Gamma}_S^{(l+1)}(\omega_k)$ соответственно в «центре» областей $\bar{E}_S^{(l)}(\omega_k)$ и $\bar{E}_L^{(l+1)}(\omega_k)$. В зависимости от ситуации могут быть взяты также значения этих коэффициентов отражения, отвечающие минимуму коэффициента шума $AЭ_l$ ($\tilde{\Gamma}_S^{(l)}(\omega_k) = \Gamma_{Sn}^{(l)}(\omega_k)$), реализации режима двухстороннего сопряженного согласования для $AЭ_l$ и $AЭ_{l+1}$ ($\tilde{\Gamma}_S^{(l)}(\omega_k) = \Gamma_{Sm}^{(l)}(\omega_k)$, $\tilde{\Gamma}_L^{(l+1)}(\omega_k) = \Gamma_{Lm}^{(l+1)}(\omega_k)$) либо максимуму выходной мощности $AЭ_{l+1}$ ($\tilde{\Gamma}_L^{(l+1)}(\omega_k) = \Gamma_{LP}^{(l+1)}(\omega_k)$), если указанные значения находятся в пределах соответствующих полных ОДЗ.

Далее для выбранных значений коэффициентов отражения $\tilde{\Gamma}_S^{(l)}$ и $\tilde{\Gamma}_S^{(l+1)}$ находим нагрузки СЦ $_{l+1}$ $\tilde{\Gamma}_{out}^{(l)}$ и $\tilde{\Gamma}_{in}^{(l+1)}$. После определения нагрузок выполняем синтез СЦ $_{l+1}$ таким образом, чтобы значения ее входного и выходного коэффициентов отражения на частотах ω_k попадали в соответствующие полные ОДЗ:

$$\Gamma_L^{(l)}(\omega_k) \in E_L^{(l)}(\omega_k); \Gamma_S^{(l+1)}(\omega_k) \in E_S^{(l+1)}(\omega_k); k = \overline{1, M}.$$

Синтез межкаскадной реактивной СЦ по заданным ОДЗ можно осуществить на основе генетических алгоритмов [2].

На последнем шаге задача сводится к проектированию входной и выходной реактивных СЦ в однокаскадном усилителе, в котором используется составной активный элемент $AЭ'_N$. Синтез входной и выходной СЦ осуществляется в соответствии с методикой, описанной в [1], непосредственно по требованиям ко всему усилителю.

Пример применения предлагаемой процедуры к проектированию двухкаскадного малошумящего усилителя приведен в [3].

Работа поддержана грантами РФФИ №06-07-96916, INTAS № 06-1000016-6390 для молодых исследователей и INTAS-CNES №06-1000024-9199.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бабак Л.И., Поляков А.Ю.* Автоматизированное проектирование малошумящих транзисторных СВЧ-усилителей с реактивными согласующими цепями // Доклады ТУСУР. Томск: Изд-во ТУСУР, 1998. Т. 1. Вып. 1. С. 94–108.

2. *Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., Вьюшков В.А. и др.* Генетический синтез согласующих цепей по областям допустимых значений иммитанса // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. трудов всерос. научн.-техн. конф. Красноярск: Изд-во КГТУ, 2007. С. 241–244.

3. *Шеерман Ф.И., Бабак Л.И.* Проектирование двухкаскадного малошумящего усилителя диапазона 3,4–4,2 ГГц на основе декомпозиционного подхода // Наст. сб.

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

*А.С. Задорин, д.ф.-м.н., проф., зав. каф. РЗИ;
Р.С. Круглов, к.т.н., м.н.с.; А.А. Шибельгут, аспирант
ТУСУР, roman.kruglov@mail.ru*

При производстве и отладке РЭА часто возникает необходимость измерения и анализа комплексного коэффициента передачи электронных цепей. Оборудование, применяемое для данных целей, имеет относительно высокую стоимость.

Недорогой альтернативой указанному классу устройств могут служить программно-аппаратные комплексы, построенные на основе стандартных цифровых генераторов и осциллографов, управление которыми осуществляется с помощью специализированных программных продуктов, например, таких как Labview [1].

В рамках настоящей работы создан программно-аппаратный комплекс измерения комплексного коэффициента передачи электронных цепей на базе цифровых генератора АК ИП ГСС-80 и осциллографа GW INSTEK GDS-810C; разработано соответствующее программное обеспечение в среде Labview, позволяющее проводить измерения в автоматическом режиме. Тактико-технические характеристики комплекса задается соответствующими характеристиками составных элементов. Так, например, диапазон измеряемых частот составляет 10 Гц÷80 МГц.

Синтаксис команд управления аппаратуры, передаваемых через порт RS232, соответствует открытому стандарту команд SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments), появившемуся в 1990 г. Синтаксические правила определяют стандарты на построение лексем. По существу, они сводятся к обеспечению механизма отправки сложных многоуровневых команд и получению запросов, а также передаче параметров.

Удобство использование SCPI связано, в первую очередь, с совместимостью команд управления для различных устройств. В стандарте SCPI реализованы три вида совместимости: горизонтальная, вертикальная и функциональная [2].

В SCPI используются одни и те же команды для одинаковых функций внутри семейства приборов, что является вертикальной совместимостью.