

Разработка монолитных интегральных GaAs усилителей мощности

В работе представлены методика и результаты разработки монолитных интегральных усилителей мощности на основе рHEMT процесса с топологической нормой 0,25 мкм. В качестве исходных данных для разработки использовались малосигнальная и нелинейная модели транзистора.

Ключевые слова: Усилитель, выходная мощность, согласующая цепь, оптимальный нагрузочный импеданс, коэффициент усиления.

Целью данной работы является описание методики проектирования усилителей мощности и оценка экспериментальных результатов. Разработанные усилители могут использоваться в качестве предварительных усилителей мощности, а также самостоятельно в различных связных системах.

Начальные данные для проектирования включали в себя набор малосигнальных моделей транзисторов различной ширины затвора и нелинейную модель транзистора на основе GaAs рHEMT процесса АО «НПФ»Микран» с топологической нормой 0,25 мкм. Нелинейная модель была разработана фирмой AMCAD Engineering. Основное описание технологического процесса приведено в таблице 1.

Таблица 1 Описание технологического процесса 0,25um Power рHEMT (PP250).

Название	Применение	Граничная частота усиления транзистора F_T	Максимальная частота генерации транзистора F_{MAX}	Максимальное усиление G_{MAX} на частоте 10 ГГц	Удельная мощность по сжатию КП на 1дБ
PP250	Усилительная	40 ГГц	65 ГГц	19 дБ	800 мВт/мм

Основная задача заключалась в разработке ряда усилителей мощности, имеющих унифицированные габаритные размеры и работающих в различных частотных диапазонах: 6.5 – 10 ГГц, 8 – 12 ГГц, 10 – 15 ГГц, 12 – 18 ГГц. Общая структурная схема усилителей представлена на Рис. 1.

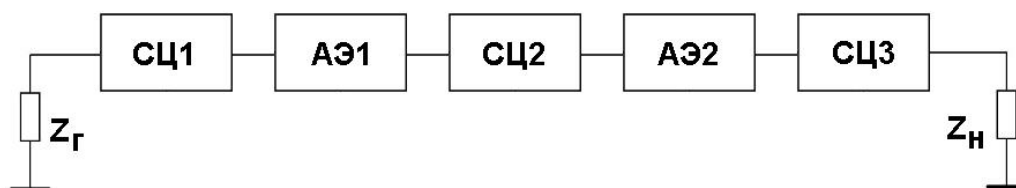


Рис. 1 Структурная схема двухкаскадного усилителя.

Общая структура усилителей включает в себя два активных элемента (АЭ1 и АЭ2), входную согласующую цепь (СЦ1), межкаскадную согласующую цепь (СЦ2) и выходную согласующую цепь (СЦ3).

Исходя из заданных требований выходной мощности, выбирается суммарная ширина затвора транзистора выходного каскада. С помощью нелинейной модели строятся вольт-амперные характеристики транзистора, и задается рабочая точка по постоянному току исходя из требований по обеспечению выходной мощности и КПД.

Выходная согласующая цепь должна обеспечивать оптимальный нагрузочный импеданс транзистора, соответствующий максимальной выходной мощности. Нелинейная модель позволяет построить нагрузочные контуры. Поскольку выходная мощность является одним из ключевых параметров усилителей мощности, целесообразно опираться на контуры равной мощности, которые позволяют определить комплексное значение оптимального импеданса, соответствующее максимальной выходной мощности. Контуры равной мощности для фиксированной частотной точки приведены на Рис. 2 а.

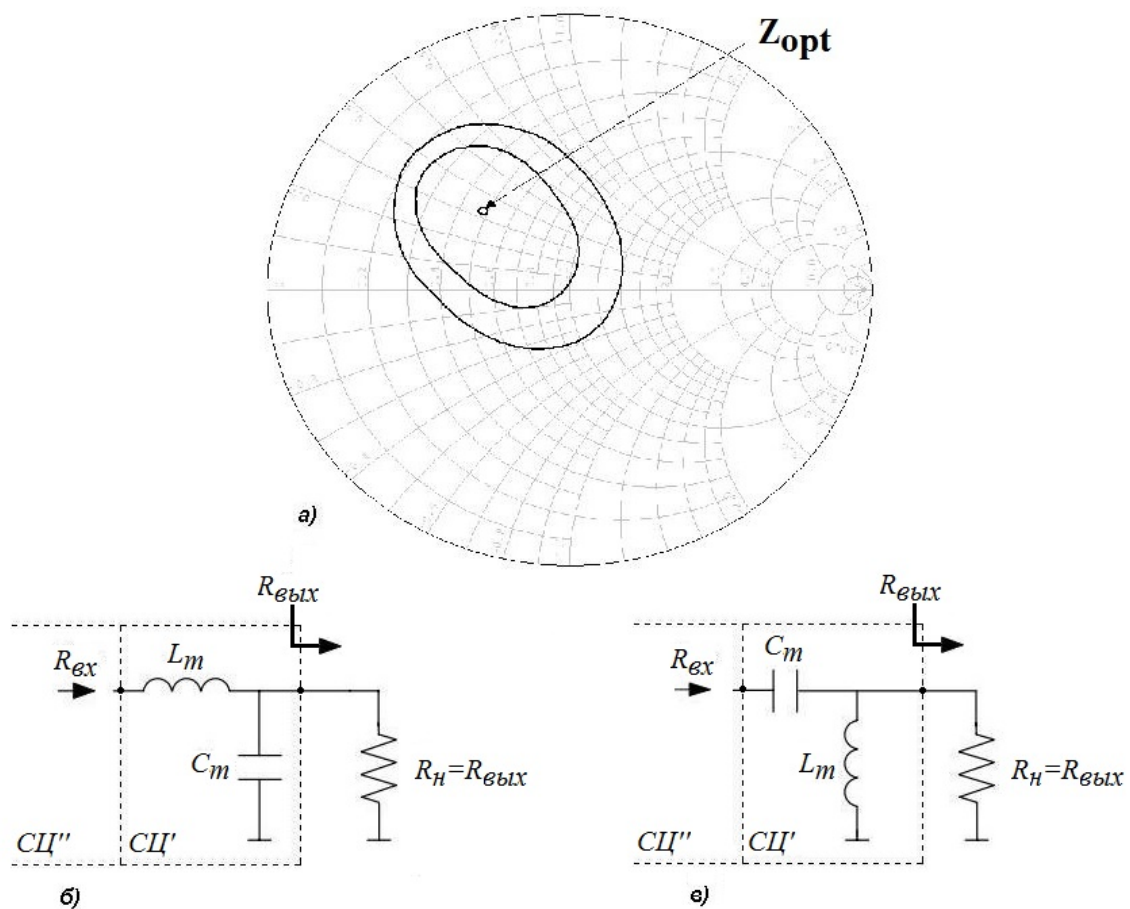


Рис. 2 а) Контуры равной мощности транзистора с суммарной шириной затвора 900 мкм (при 8В, 110мА) для фиксированной частотной точки 10 ГГц; б) Трансформирующее НЧ-звено; в) Трансформирующее ВЧ-звено.

Значение комплексного оптимального нагрузочного импеданса, полученное из контуров равной мощности, дает возможность по существующему алгоритму, описанному в работе [1], рассчитать прототип согласующей цепи на основе идеальных трансформирующих LC-звеньев. Два основных типа звена представлены на Рис. 2 б и в.

Приняв во внимание ограничение на реализуемый коэффициент трансформации при заданной относительной полосе пропускания единичным звеном, определяется необходимое количество трансформирующих звеньев[1]. В таблице 2 приведены формулы для определения параметров единичного трансформирующего звена[1].

Таблица 2 Определение параметров единичного трансформирующего звена.

	НЧ-звено (Рис. 2 а)	ВЧ-звено (Рис. 2 б)
Емкость трансформирующего звена	$C_m = \frac{1}{\omega_c \cdot R_{\text{ВХ}}} \cdot \sqrt{\frac{n-1}{n^2}}$	$C_m = \frac{1}{\omega_c \cdot R_{\text{ВХ}}} \cdot \sqrt{\frac{1}{n-1}}$
Индуктивность трансформирующего звена	$L_m = C_m \cdot n \cdot R_{\text{ВХ}}^2$	$L_m = C_m \cdot n \cdot R_{\text{ВХ}}^2$
Коэффициент трансформации звена	$n = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}$	$n = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}$

После определения значений идеальных элементов согласующей цепи, производится переход от прототипа к моделям микрополосковых линий, конденсаторов и прочих элементов с последующим оформлением топологии. Следует учитывать, что алгоритм, приведенный в работе [1], позволяет рассчитать согласующую цепь относительно фиксированной частотной точки. Соответственно для обеспечения согласования во всем диапазоне рабочих частот усилителя потребуется коррекция номиналов.

Такой подход также справедлив для проектирования межкаскадной и входной согласующей цепей, за исключением параметров, относительно которых производится согласование. Так как межкаскадная цепь обеспечивает согласование по требуемому уровню мощности, необходимому для нормальной работы выходного каскада, и вносит основной вклад в формирование АЧХ всего усилителя. Входная трансформирующая цепь отвечает за выполнение требований по возвратным потерям по входу.

Помимо выполнения условий согласования необходимо обеспечить устойчивость каждого из каскадов. Существует несколько способов обеспечить устойчивость: последовательное или параллельное включение резистора по входу либо по выходу транзистора; использование обратных связей.

На Рис. 3 представлены два варианта цепей устойчивости: последовательная RC-цепь по затвору транзистора; параллельная цепь устойчивости по затвору или стоку. Использование параллельного включения цепи устойчивости позволяет также обеспечить затворное смещение или питание по стоку транзистора через индуктивность. В данной цепи $R_{\text{СТАВ2}}$ обеспечивает низкочастотную устойчивость, а $R_{\text{СТАВ1}}$ уменьшает добротность резонансного контура на землю.

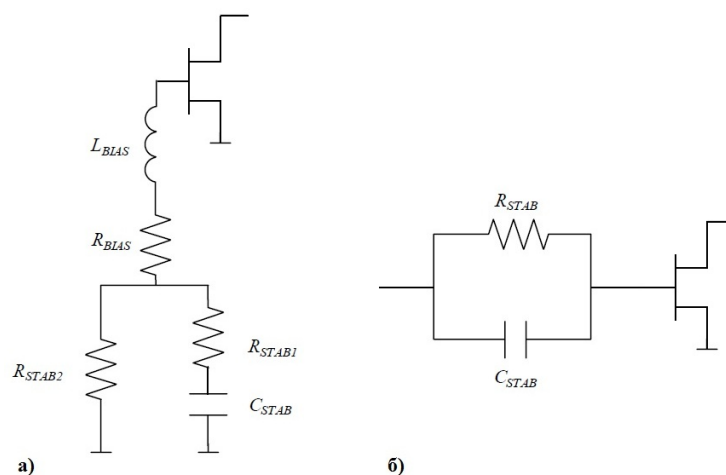


Рис. 3 а) Параллельная стабилизирующая цепь; б) Последовательная стабилизирующая RC-цепь.

Для того чтобы усилитель был устойчив, коэффициент устойчивости в широком диапазоне частот должен иметь значение больше единицы. На Рис. 4 представлены графики инвариантного коэффициента устойчивости и максимально достижимого усиления транзистора с цепью устойчивости и без.

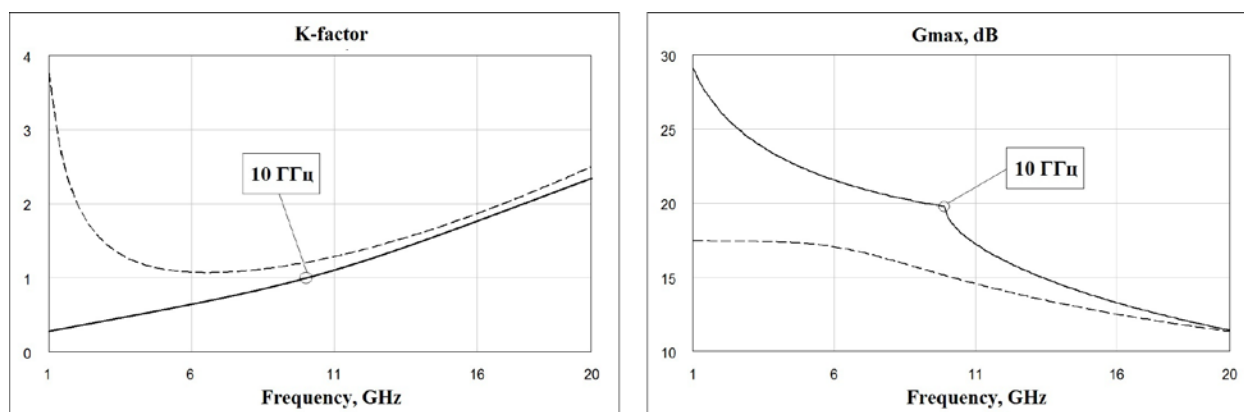


Рис. 4 Коэффициент устойчивости и максимально достижимое усиление транзистора с цепью устойчивости (штриховая линия) и без (сплошная линия).

По приведенной выше методике разработаны пять усилителей мощности на различные диапазоны частот, основные характеристики которых представлены в таблице 3. На Рис. 5 в качестве примера, представлены результаты расчетных и экспериментальных характеристик усилителя MP542_05. Пунктирной линией отображены расчетные характеристики, сплошной линией – экспериментальные данные.

Таблица 3 Основные характеристики разработанных усилителей мощности.

	MP542_02	MP542_03	MP542_04	MP542_05	MP542_06
Диапазон рабочих частот, ГГц	6,5 – 10	10,5 – 15	12,5 – 18	8 – 12	8,5 – 11
Коэффициент усиления в линейном режиме, дБ	20,5 – 22	20,5 - 22	18,5 - 21	20,5 – 22	21 – 22
Неравномерность коэффициента усиления в диапазоне рабочих частот, дБ	1,5	1,5	2,5	1,5	1

Выходная мощность при компрессии КУ на 1дБ, дБм	26	26	27	27	30
КПД по добавленной мощности при компрессии КУ на 1дБ, %	>30	>30	>30	>30	>30
Возвратные потери по входу, дБ	> 9	>12	>8	>13	>12
Напряжение питания, В	+8	+8	+8	+8	+8
Габаритные размеры, мм	2x1,5	2x1,5	2x1,5	2x1,5	2x1,5

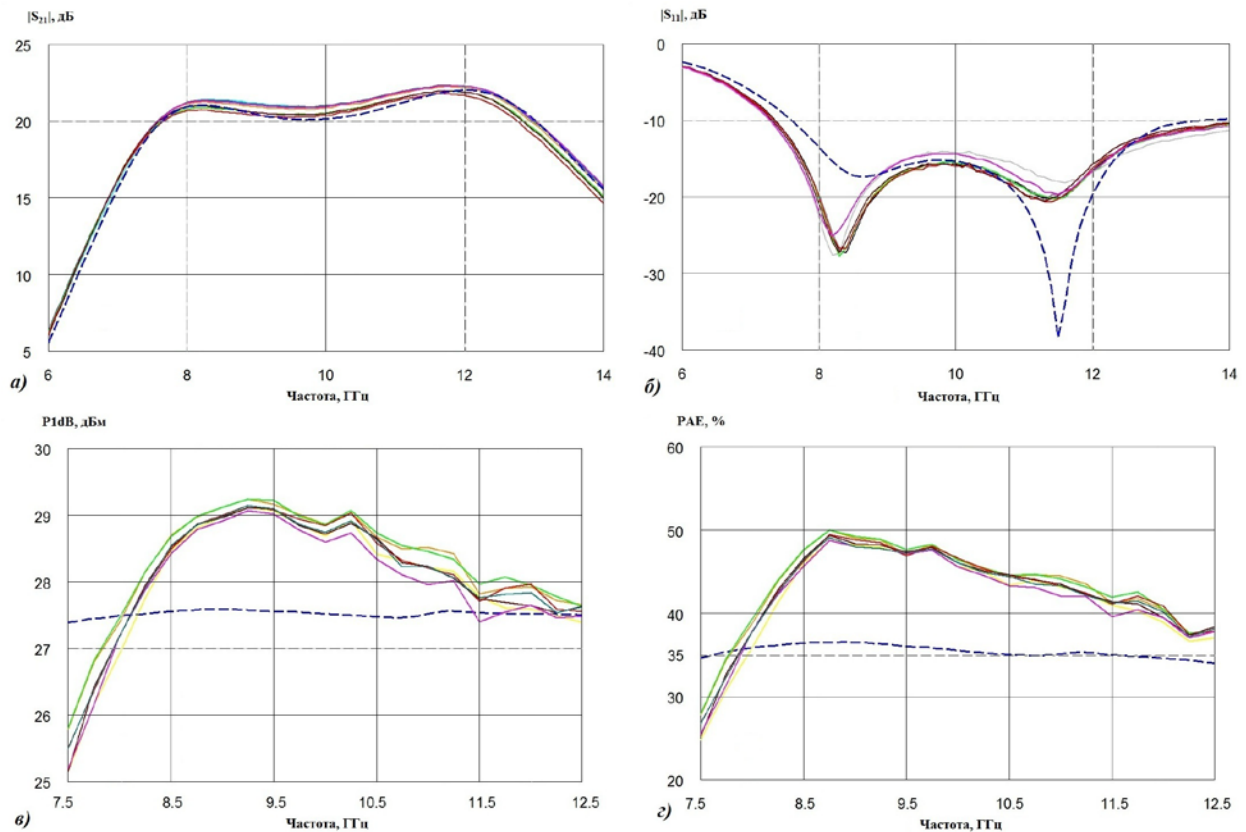


Рис. 5 Расчетные и экспериментальные характеристики усилителя MP542_05: а) Коэффициент усиления в линейном режиме; б) Возвратные потери по входу в линейном режиме; в) Выходная мощность при компрессии коэффициента усиления на 1дБ; г) КПД по добавленной мощности при компрессии коэффициента усиления на 1дБ.

Экспериментальные характеристики остальных четырех усилителей также соответствуют расчетным.

По результатам проведенной оценки работы получено хорошее совпадение расчетных и экспериментальных характеристик. Разброс параметров всех усилителей по пластине соответствует приведенным выше графикам.

Библиографический список

1. Andries P. de Hek Design realisation and test of GaAs-based monolithic integrated X-band high-power amplifiers – Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2002. – P. 145-148, 161-165.