

GaAs МИС малошумящего усилителя X-диапазона

В статье представлена процедура и результаты разработки монолитной интегральной схемы малошумящего усилителя X-диапазона частот, предназначенной для применения в приеме-передающих модулях АФАР. Усилитель выполнен на основе 0.25 мкм GaAs рНЕМТ технологии ЗАО «НПФ «Микран». Полоса рабочих частот 8-12 ГГц, коэффициент усиления 26 дБ, коэффициент шума менее 2.2 дБ, возвратные потери по входу/выходу не менее 10 дБ, однополярное напряжение питания 5 В, ток потребления 45 мА.

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, малошумящий усилитель, полевой транзистор, методика совмещенного согласования

Малошумящий усилитель (МШУ) является неотъемлемым функциональным узлом современных приеме-передающих модулей (ППМ) АФАР и во многом определяет их качественные показатели. Важно отметить, что помимо требований к таким ключевым характеристикам, как коэффициент усиления и коэффициент шума (КШ), к МШУ в составе ППМ АФАР предъявляется ряд других специфических требований, в частности обеспечение согласования по входу усилителя. В работе [1] показано, что оптимальным усилителем для использования в сканирующих АФАР (либо в условиях изменения сопротивления генератора сигнала в широком интервале) является усилитель, у которого условия согласования по максимуму коэффициента передачи по мощности (КПМ) и минимуму КШ практически совпадают. Кроме того, реализация согласованного входа МШУ позволяет упростить таблицу амплитудно-фазовых состояний, которой характеризуется ППМ.

В данной работе представлена процедура и результаты разработки GaAs монолитной интегральной схемы (МИС) МШУ X-диапазона частот, предназначенной для применения в ППМ АФАР, на основе методики совмещенного согласования, изложенной в [2].

Как правило, при реализации минимального КШ увеличивается рассогласование усилителя по входу ввиду несоответствия условий согласования по максимуму КПМ и минимуму КШ. Добиться разрешения данного противоречия можно при переходе от методики бескомпромиссной настройки на минимум КШ к методике совмещенного согласования, суть которой состоит в следующем.

Рассмотрим входной каскад многокаскадного усилителя. Коэффициент отражения от входа при условии, что выход нагружен на импеданс, которому соответствует коэффициент отражения Γ_2 , определяется следующим выражением [3]:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_2}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_2}$$

Анализируя данное выражение, можно прийти к выводу, что трансформации входного коэффициента отражения с целью сближения (а в некоторых случаях и полного совпадения) условий согласования по максимуму КПМ и минимуму КШ

можно добиться либо путем изменения параметров рассеяния активного элемента, либо путем выбора соответствующего импеданса на выходе транзистора.

Первый путь заключается во введении отрицательной обратной связи (ООС). Классическим решением в диапазоне СВЧ является реализация реактивной последовательной ООС в виде высокоомного отрезка линии передачи (эквивалента индуктивности) в истоке транзистора. Однако существует оптимальная глубина ООС, которая будет определять не только степень сближения условий согласования по максимуму КПМ и минимуму КШ, но и устойчивость каскада. Поэтому полного совпадения условий согласования, как правило, добиться не удается.

Следует отметить тот факт, что при введении реактивной последовательной ООС в большей степени изменяется входное сопротивление каскада (коэффициент отражения от входа S_{11}'), в сравнении с оптимальным сопротивлением генератора, соответствующим минимуму КШ.

Для более близкого (а иногда и полного) совпадения условий согласования наряду с введением ООС реализуется необходимый импеданс по выходу транзистора. В данном случае условие согласования по максимуму КПМ теряет свой смысл, поскольку транзистор входного каскада по выходу не согласован. Поэтому следует говорить только о совмещении условия согласования по минимуму КШ и условия комплексно-сопряженного согласования каскада по входу. Очевидно, что при рассогласовании выхода транзистора КПМ входного каскада будет меньше значения, соответствующего режиму двухстороннего согласования. В некоторых случаях проигрыш по усилению значителен и может достигать 8...9 дБ. Поэтому разработчик в каждом конкретном случае должен выбрать усилительный элемент и определить нижнюю границу «остаточного» коэффициента усиления при заданном рассогласовании на выходе, исходя из допустимого вклада коэффициентов шума следующих каскадов в общий коэффициент шума усилителя.

Разработка усилителя проводилась на основе малосигнальных и шумовых параметров транзистора с общей шириной затвора 240 мкм (4x60 мкм), выполненного по 0.25 мкм GaAs рНЕМТ технологии ЗАО «НПФ «Микран». Для данного транзистора минимальный КШ и КПМ в режиме двухстороннего согласования на частоте 10 ГГц составляют соответственно 0.9 дБ и 17.5 дБ (режим работы $I_D = 15 \text{ мА}$, $V_{DS} = 3 \text{ В}$).

На рис. 1 представлены диаграммы Смита, на которых для частотного диапазона 8-12 ГГц приведены годографы коэффициента отражения от входа первого каскада и оптимального сопротивления генератора для реализации минимального КШ для трех случаев: отдельно транзистора (диаграмма А), транзистора с последовательной ООС в виде высокоомного отрезка микрополосковой линии длиной 400 мкм (диаграмма Б) и транзистора с последовательной ООС, нагруженного по выходу на импеданс, позволяющий совместить условия согласования по минимуму КШ и комплексно-сопряженного согласования каскада по входу.

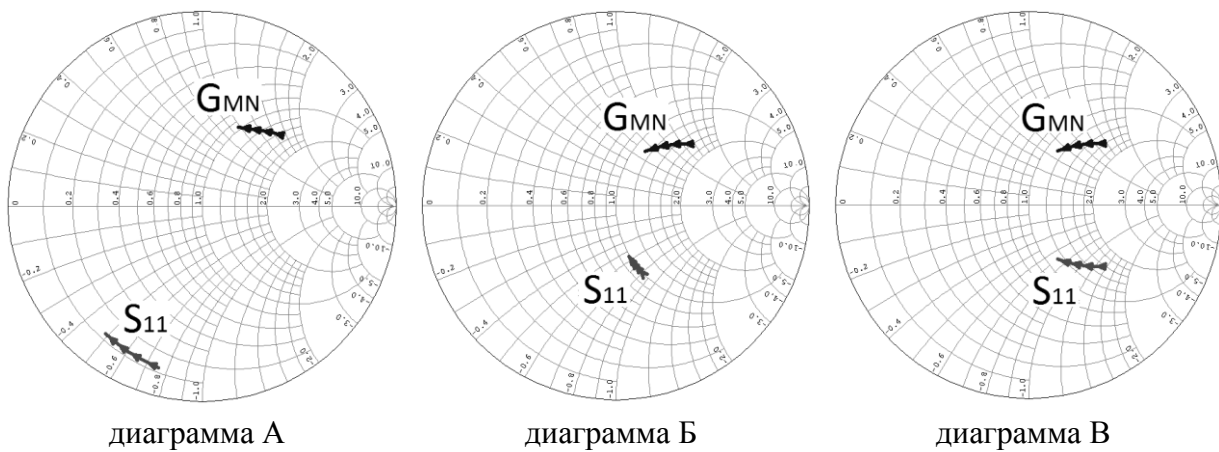


Рис. 1.

Таким образом, реализуя оптимальную глубину последовательной ООС и определенный импеданс на выходе транзистора, удалось реализовать режим работы транзистора входного каскада, при котором оптимальное сопротивление генератора, соответствующее минимальному КШ, является комплексно сопряженной величиной коэффициента отражения от входа каскада (см. диаграмму В на рис. 1):

$$G_{MN} = (S'_{11})^*$$

Данное условие позволило существенно упростить процедуру синтеза входной согласующей цепи (СЦ), поскольку критерием синтеза выступало только одно условие – минимизация коэффициента отражения от входа. При этом фактический КШ входного каскада за вычетом омических потерь во входной СЦ получился практически равным минимальному значению КШ транзистора.

«Остаточный» коэффициент усиления первого каскада при заданном рассогласовании на выходе составил 9 дБ на частоте 10 ГГц. Неравномерность в рабочей полосе частот менее 0.5 дБ. При данном усилении входного каскада шумовой вклад последующих каскадов в общий коэффициент шума составил не более 0.2 дБ.

Следующим этапом проектирования был выбор оптимальной глубины реактивной последовательной ООС во втором каскаде и синтез межкаскадной согласующей цепи. Критериями выступали следующие условия: трансформация входного сопротивления второго каскада в импеданс, необходимый на выходе первого каскада для реализации комплексно-сопряженного равенства G_{MN} и S'_{11} , а также устойчивость двухкаскадной схемы.

Исходя из требования реализации коэффициента усиления не менее 25 дБ, в схему был добавлен третий каскад. Задача коррекции неравномерности КПМ была решена посредством реализации СЦ между вторым и третьим каскадом в виде Г-образного звена ФВЧ. Для реализации требуемого режима по постоянному току во всех каскадах применена схема автосмещения.

Электрическая принципиальная схема разработанного МШУ представлена на рис. 2.

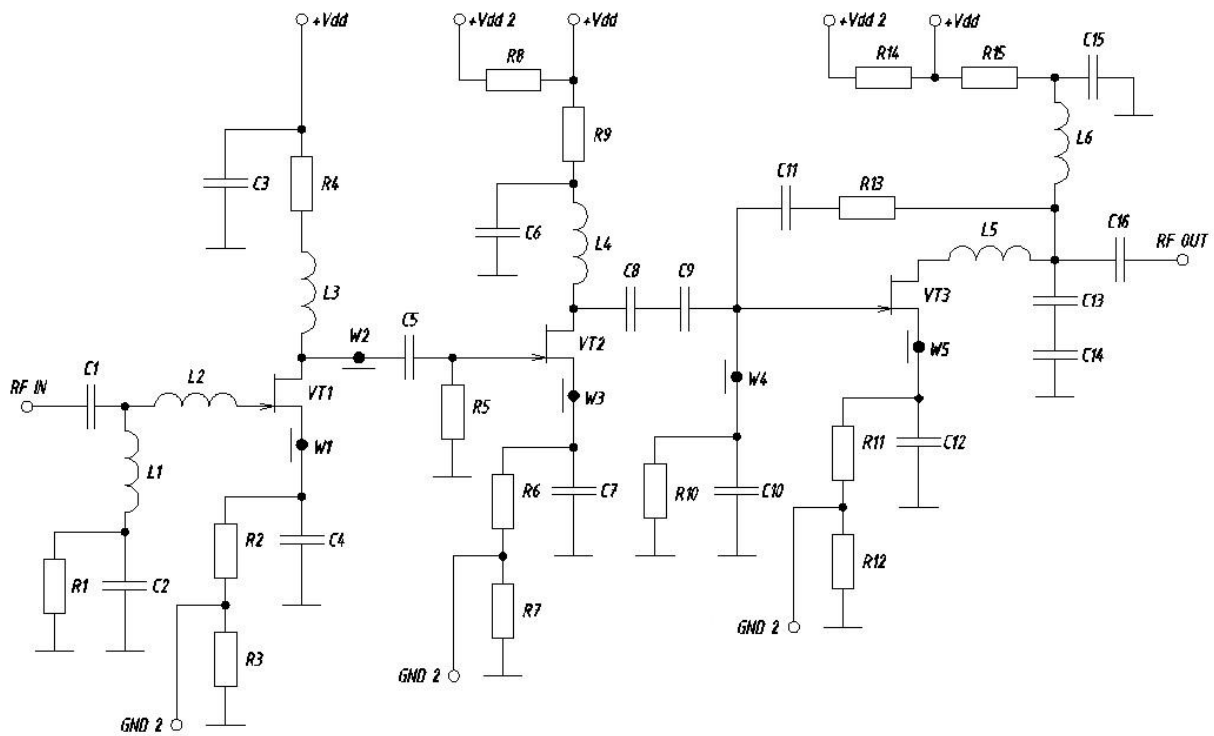


Рис. 2.

МШУ был выполнен в виде монолитной интегральной схемы, изготовленной по 0.25 мкм GaAs pHEMT технологии ЗАО «НПФ «Микран». Фотография кристалла на пластине представлена на рис. 3, габаритные размеры 2.5 x 1.5 x 0.1 мкм [4].

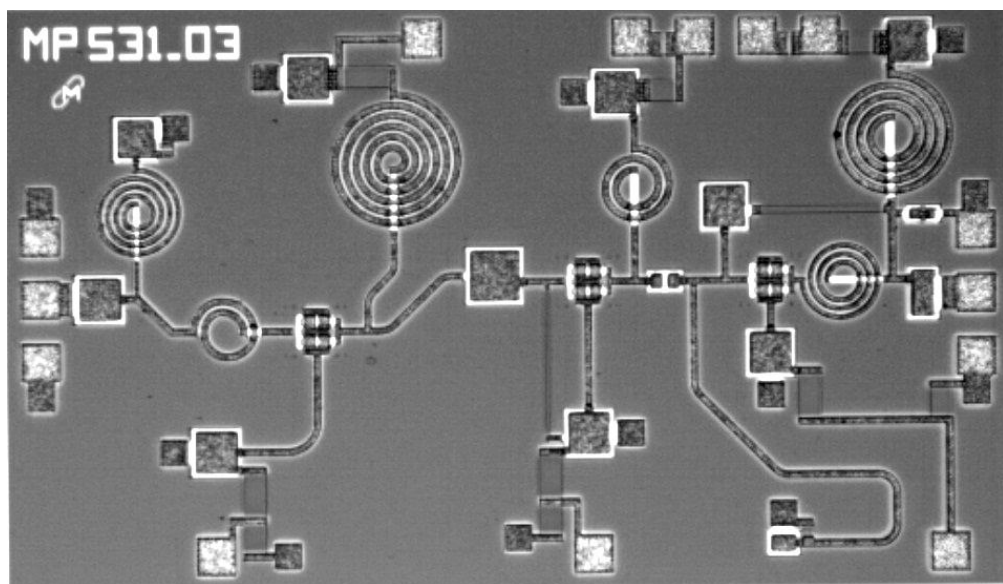


Рис. 3.

Измерение радиочастотных характеристик производилось непосредственно на пластине с помощью зондовой станции CASCADE Summit 11000, векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA 40 и анализатора спектра Agilent E4448A (оборудование лаборатории НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа). Результирующие экспериментальные частотные характеристики (ЧХ) МШУ представлены на рис. 4.

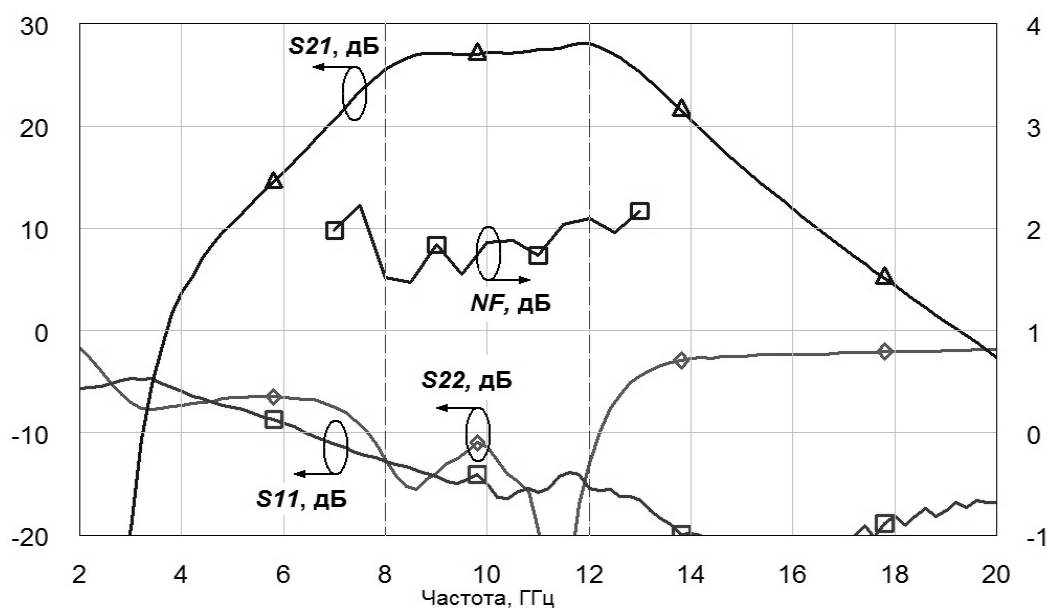


Рис. 4.

ЧХ на рис. 4 соответствуют режиму работы: напряжение питания 5 В, ток потребления 45 мА. Кроме малосигнальных параметров и коэффициента шума проводилось измерение выходной мощности при сжатии коэффициента передачи на 1 дБ, которая составила не менее 11 дБм в рабочем диапазоне частот.

В результате была разработана и изготовлена МИС малошумящего усилителя X-диапазона на основе GaAs pHEMT с параметрами на уровне современных зарубежных аналогов. В настоящее время ведется серийное производство данной микросхемы. Следует отметить тот факт, что в процессе работы не проводилась оптимизация конструкции гетероструктуры и топологии транзистора с целью получения минимально возможного КШ. Реализация МШУ на основе транзисторов с достаточно высоким пробивным напряжением (не менее 14 В в триодном включении) позволила транслировать имеющиеся наработки в перспективную работу по интеграции МШУ, высокодинамичных усилителей, а также управляющих схем коммутационного типа (аттенюатор, фазовращатель и переключатели) на одном кристалле.

Библиографический список

1. Текшев В.Б. Минимизация изменения коэффициента шума усилителя сканирующей приемной активной фазированной антенной решетки / В.Б. Текшев, С.Г. Плигин // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1994. – Вып. 2(462) – С. 19–22.
2. Текшев В.Б. Двухтранзисторный СВЧ усилитель с минимальным коэффициентом шума и согласованным входом и выходом // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы радиоэлектроники – 1990. – Вып. 15 – С. 16–23.
3. Ди Лоренцо Д.В. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ. / Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Канделуола. – М.: Радио и связь, 1988. – 496 с.: ил.
4. Арыков В.С. Монолитная интегральная схема малошумящего усилителя диапазона 8-12 ГГц на основе GaAs pHEMT-технологии / В.С. Арыков, А.А. Баров, А.В. Кондратенко // Электронные средства и системы управления: Материалы докладов Международной научно-практической конференции (10–11 ноября 2011 г.). – Томск: В-Спектр, 2011 – С. 53–57.