

Особенности согласования полевых транзисторных структур на минимум шум-фактора в дециметровом диапазоне

А. М. Королев

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная, 4*

Статья поступила в редакцию 26 апреля 2002 г.

В настоящей работе предлагается методика расчета шумовых характеристик усилителей на полевых транзисторах с барьером Шоттки, включая НЕМТ-структуры. Основой методики является использование обобщенных характеристик транзисторной структуры, названных макропараметрами. Они инвариантны относительно размерного масштабирования, слабо зависят от режима по постоянному току и могут измеряться низкочастотной аппаратурой. Единственный феноменологический параметр (Φ) вводится как характеристика крупного структурно-технологического класса FET ($\Phi \approx 0.4$ для MESFET, $\Phi \approx 0.6$ для НЕМТ, $\Phi \approx 0.7$ для РНЕМТ). На основе метода макропараметров для узкозатворных транзисторных структур в дециметровом диапазоне определены критерии реализуемости режима согласования на минимум шум-фактора с учетом свойств входного индуктивного элемента как отрезка специфической линии передачи.

У цій роботі пропонується методика розрахунку шумових характеристик підсилювачів на польових транзисторах з бар'єром Шоттки, включаючи НЕМТ-структури. Базою методики є використання узагальнених характеристик транзисторної структури, названих мікропараметрами. Вони інваріантні відносно розмірного масштабування, слабо залежать від режиму по постійному струму і можуть вимірюватись низькочастотною апаратурою. Єдиний феноменологічний параметр (Φ) вводится як характеристика крупного структурно-технологічного класу FET ($\Phi \approx 0.4$ для MESFET, $\Phi \approx 0.6$ для НЕМТ, $\Phi \approx 0.7$ для РНЕМТ). На базі методу макропараметрів для вузькозатворних транзисторних структур в дециметровому діапазоні визначені критерії можливості реалізації режиму узгодження на мінімум шум-фактора, зважаючи на властивості індуктивного елемента як відрізка специфічної лінії передачі.

1. Введение

Развитие и совершенствование радиоастрономических инструментов, систем мобильной связи и спутникового телевидения сопровождается ростом потребности в СВЧ усилительных устройствах с предельно достижимыми шумовыми характеристиками. В настоящее время наилучшими характеристиками, в диапазонах длин волн от метровых до миллиметровых, обладают усилители на полевых транзисторах с барьером Шоттки (FET).

Однако, отмечая прогресс в абсолютных параметрах усилителей, нужно также упомя-

нуть неудовлетворительную степень реализации потенциальных возможностей транзисторов в дециметровом диапазоне: на фоне растущего совершенства FET новых видов (НЕМТ) характеристики законченных усилительных приборов явно отстают. Так, значение собственной шумовой температуры T_{\min} неохлаждаемых НЕМТ-структур в дециметровом диапазоне находится в интервале $2 \div 12$ К. Если проводить аналогию с хорошо освоенным сантиметровым диапазоном, где шумовая температура усилителей T_n в основном определяется шумами транзисторов,

в средней части дециметрового диапазона следовало бы ожидать T_n не более 15 К. На практике в лучшем случае удается получить $25 \div 50$ К [1-5].

Следует отметить, что реализация сверхнизких значений T_n в дециметровом диапазоне не так давно представлялась маловероятной [6] вследствие требуемого большого значения импеданса источника сигнала, минимизирующего шум: у полевых транзисторов с током стока $3 \div 8$ мА оптимальные значения импеданса источника $Z_{\text{ист}}$ составляют сотни Ом в активной и реактивной частях. Разработка цепей, обеспечивающих трансформацию стандартных для СВЧ импедансов источников сигнала (≈ 50 Ом) до оптимальных значений в сотни Ом, одновременно с компенсацией высокой входной реактивности FET, – сложная самостоятельная задача, в широкополосных реализациях “цепей без потерь” пока не нашедшая решения. Еще одна не решенная в общем случае проблема – обеспечение устойчивости, в том числе к внеполосной генерации. Как следствие, слаботочные FET с шириной затвора $250 \div 500$ мкм в диапазоне дециметровых волн получили ограниченное распространение.

Основным способом разрешения проблемы “нереализуемых импедансов” стало создание и широкое внедрение специальных “низкочастотных” вариантов FET с уширенным до 1000 мкм (при сохранении длины) и более затвором. Одновременно до десятков мА возрос постоянный ток стока. Последнее обстоятельство, если транзистор не предназначен специально для устройств с расширенным динамическим диапазоном, является существенным недостатком и, к сожалению, не единственным. Увеличение ширины затвора также сопровождается ухудшением основных “параметров качества” полевых транзисторов: погонного значения крутизны, отношения крутизны к емкости затвор–исток C_{gs} и др. Причины этого явления, в основном, технологического свойства [7].

В результате шумовые температуры широкозатворных структур в дециметровом диапазоне и их узкозатворных прототипов в сантиметровом диапазоне оказываются близкими.

Как типичный пример можно привести характеристики высококачественных современных РНЕМТ разработки Хьюлетт-Паккард: $T_{\text{min}} = 32$ К на частоте 1.9 ГГц, транзистор ATF34143; $T_{\text{min}} = 35$ К на частоте 12 ГГц, транзистор ATF36077. Теоретически размерное масштабирование должно было бы сопровождаться близким к линейному снижению шумов, по крайней мере до частот радиодиапазона (300 МГц), когда существенным становится вклад шумов типа $1/f$ [8].

Таким образом, частотно-размерного масштабирования недостаточно для выявления потенциальных возможностей полевых структур как сверхмалозагрязненных активных элементов. Вряд ли можно признать совершенной и саму концепцию “транзистора под диапазон”, предполагающую выпуск расширенной номенклатуры FET.

В качестве альтернативы, не предполагающей роста ширины затвора, можно указать на принципиальную возможность уменьшения паразитных сопротивлений цепи затвор–исток, что сопровождается снижением $Z_{\text{ист}}$. Здесь можно ожидать существенного продвижения, хотя совершенствование техпроцессов производства FET, относящихся к сфере нанотехнологии, требует больших материальных затрат.

Возвращаясь к узкозатворным транзисторам и особенностям их адаптации к дециметровому диапазону, выделим еще две проблемы.

Разработчики узкозатворных структур зачастую вообще не приводят шумовых характеристик ниже 3 ГГц. Если же они сообщаются, на зависимости шумовой температуры от частоты можно выделить характерную область отклонения от линейного закона [9], иногда даже с выходом на некоторое постоянное значение [10, 11]. Наблюдаемая степень отклонения от линейности не согласуется с современными шумовыми теориями FET.

Что касается существующих теоретических представлений и практикуемых расчетных методик, то обычно для определения четырех базовых шумовых параметров применяется полуфеноменологическая шумовая модель с одним-тремя параметрами (феноменологическими коэффициентами), которые измеря-

ются предварительно на СВЧ для каждого типа транзистора в конкретном режиме по постоянному току. В условиях расширяющейся номенклатуры FET неудобства существующего подхода очевидны.

В настоящей работе предлагается расчетная методика, оперирующая обобщенными характеристиками транзисторной структуры – макропараметрами. Последние инвариантны относительно размерного масштабирования, слабо зависят от режима по постоянному току и могут измеряться низкочастотной аппаратурой. Единственный феноменологический параметр принимает дискретные значения в интервале $0.4 \div 0.8$ и характеризует крупные структурно-технологические классы FET (MESFET, HEMT, PHEMT).

На основе метода макропараметров для узкозатворных транзисторных структур в дециметровом диапазоне определены критерии реализуемости режима согласования на минимум шум-фактора с учетом свойств входного индуктивного элемента как отрезка специфической линии передачи.

2. Обоснование необходимости и возможности представления входного индуктивного элемента отрезком линии передачи

Структурная схема усилительного каскада показана на рис. 1. В рассматриваемом случае элементы корпуса и внутренние обратные связи малосущественны и в эквивалентной схеме

полевого транзистора не представлены. Трансформирующее звено (Т.З.) приводит к сечению 1-1 импеданс R_s , который полагается чисто активным; Z – импеданс, приводимый ко входу FET; C_{gs} – емкость участка цепи затвор-исток; r_{gs} – суммарное сопротивление диссипативных потерь участка исток-затвор; r_d – активное сопротивление участка сток-исток FET; g_m – крутизна. Индуктивный элемент показан в виде четырехполюсника – отрезка линии передачи с волновым сопротивлением ρ , длиной l , фазовой постоянной $\beta = 2\pi/\lambda$ и, условно, индуктивностью L , собственной добротностью Q и $T_{\text{физ}}$ – физической (окружающей) температурой.

При использовании FET с C_{gs} в интервале $0.5 \div 2$ пФ в верхней части дециметрового диапазона индуктивный элемент обычно выполняется в виде спирали с длиной проводника менее $\lambda/10$. Поэтому в эквивалентной схеме допустимо “сосредоточенное” представление L – в виде двухполюсника с реактансом $2\pi fL$ (с учетом собственного резонанса, $2\pi fL/(1 - f^2/f_0^2)$).

Если активные части импедансов подключенных к L нагрузок заметно меньше эффективного волнового сопротивления линий индуктивных звеньев, то представление L сосредоточенной индуктивностью вполне оправданно. В противном случае необходимо использовать “распределенное” представление либо схему замещения. Именно эта ситуация характерна для режима согласования на минимум

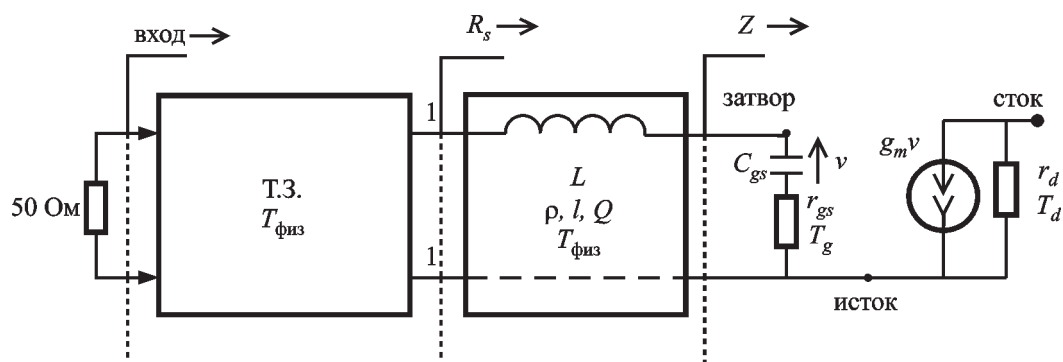


Рис. 1. Структурная схема усилительного каскада. Элементы корпуса и внутренние обратные связи в эквивалентной схеме полевого транзистора не представлены

шум-фактора в случае структур с шириной зазора менее 1000 мкм на частотах ниже 2 ГГц. Оптимальное сопротивление источника доходит до сотен Ом, того же порядка входной реактанс FET. В условиях подобной оконечной нагрузки нельзя использовать микрополосковые линии – нереализуем индуктивный характер L , – и разработчики вынуждены применять наиболее высокоимпедансные навесные спирально-цилиндрические “катушки индуктивности” (СЦИ). Но и в этом случае длина проводника, большая $\lambda/10$, – отнюдь не исключение и “сосредоточенное” представление СЦИ некорректно. У СЦИ следует ожидать появления трансформирующих свойств, для описания которых требуется “распределенная” модель.

Здесь следует заметить, что и “распределенное” представление L в виде отрезка линии передачи полностью корректно только для спиралей с шагом, большим диаметра провода. Математическое описание спиральных линий с сильной электрической и магнитной связью (с малым шагом) – весьма сложная задача [12]. Тем не менее волновое сопротивление ρ и действующую длину l можно ввести условно как параметры модели для тех частотных интервалов, где зависимость входного импеданса нагруженного СЦИ (Z_L) от частоты соответствует “классической” линии передачи.

На рис. 2 в качестве примера показаны экспериментально полученная зависимость $\text{Im} Z_L$ от частоты для СЦИ с сильной связью в режиме короткого замыкания и график функции $\text{rtg}(2\pi f l / c)$ для $\rho = 350$ Ом, $l = 0.025$ м. СЦИ обеспечивает согласование FET с $C_{gs} = 0.4$ пФ в средней части дециметрового диапазона: длина проводника $l = 20$ мм; внутренний диаметр 1.8 мм; диаметр провода 0.15 мм; относительный шаг 1.5. Хорошее совпадение экспериментальных точек с графиком аппроксимирующей тангенсоиды позволяет сделать предположение о возможности математического описания СЦИ отрезком линии передачи. Параметры ρ и l , понимаемые как эффективные величины, имеют вполне ожидаемые значения, подтверждая допустимость

физического моделирования СЦИ линией передачи в достаточно широкой полосе.

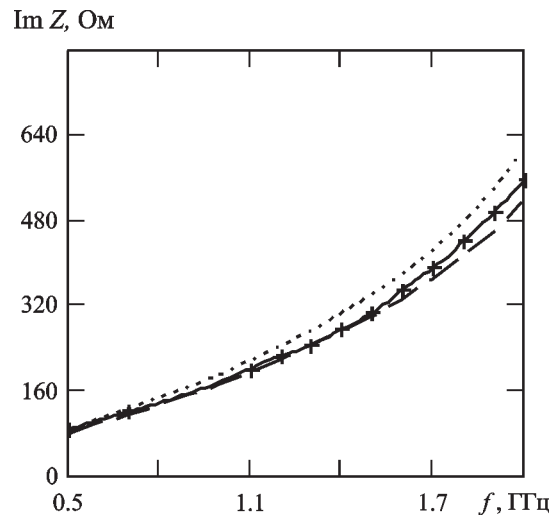


Рис. 2. Зависимость реактанса СЦИ от частоты в режиме короткого замыкания. Экспериментальные данные отмечены знаком “+”. Теоретическая частотная характеристика реактанса показана пунктиром для функции $\text{Im} Z = 2\pi f L / (1 - f^2 / f_0^2)$, соответствующей модельному представлению “индуктивный двухполюсник с учетом собственного резонанса”, $L = 25$ нГн, $f_0 = 3$ ГГц; штриховой линией – для функции $\text{Im} Z = \rho \text{tg}(j2\pi f l / c)$, соответствующей модели “отрезок линии передачи”, $\rho = 350$ Ом, $l = 25$ мм

Пунктиром на рис. 2 показана расчетная частотная характеристика реактанса СЦИ как двухполюсника с учетом собственного резонанса ($f_0 = C/4l = 3$ ГГц). Точность аппроксимации, как и в предыдущем случае, вполне удовлетворительная. Необходимое значение резонансной частоты близко к частоте первого размерного резонанса.

Таким образом, наиболее просто измеряемая характеристика – частотная зависимость реактанса в режиме короткого замыкания – не позволяет сделать однозначный выбор в пользу “распределенной” или “сосредоточенной” модели.

Принципиальное отличие двух моделей должно проявиться в зависимости входного импеданса от активного сопротивления нагруз-

ки: для линии передачи при приближении волнового сопротивления к нагрузочному $\text{Im} Z_L$ стремится к нулю, а $\text{Re} Z_L$ – к сопротивлению нагрузки. В модели “сосредоточенная индуктивность” импедансы нагрузки и двухполюсника суммируются аддитивно, так что $\text{Im} Z_L$ сохраняет свое значение. Соответственно, тест на адекватность модели объекту состоит в нагрузке СЦИ на активное сопротивление, равное волновому. Диапазон частот, в котором Z_L также будет активным и равным сопротивлению нагрузки, можно считать интервалом соответствия модели – длинной линии. Если индуктивная часть сохранит свое значение, то корректно сосредоточенное представление.

Эффективное волновое сопротивление СЦИ предварительно оценивалось как среднее геометрическое двух импедансов: в режиме холостого хода и замыкания. Объектами исследования были СЦИ двух конструктивных вариантов, отработанных ранее в реальных усилительных каскадах [4] (далее обозначенных как L1 и L2). Конструкции СЦИ оптимизировались по критерию минимальной длины проводника при заданной эквивалентной индуктивности 20 нГн (резонанс с емкостью 0.5 пФ на частоте 1.6 ГГц) и собственной добротности Q не менее 300 (L1) и 200 (L2). Измеренное значение ρ СЦИ составило соответственно 300 ± 40 Ом (L1) и 400 ± 55 Ом (L2).

Оконечные нагрузки с импедансами $300 \pm j40$ Ом и $400 \pm j60$ Ом, изготовленные на основе SMD-резисторов, подсоединялись к СЦИ. Измерения входного импеданса полученных моделей нагруженной линии показали следующее. На частотах до 2.2 ГГц (L1) и 2.0 ГГц (L2), активная часть соответствует оконечной нагрузке с точностью не хуже 20 % (L1) и 25 % (L2) при резком, на порядок, падении реактивной части: от исходных $+j(200 \pm 40)$ Ом (на частоте 1.6 ГГц) до $+j(0 \pm 30)$ Ом (в диапазоне 0.3 ÷ 2 ГГц). Фактически, можно говорить об “исчезновении” реактивности и сделать выбор в пользу линии передачи как модели СЦИ. Тесты с СЦИ подобной конструкции в диапазоне 0.3 ÷ 4 ГГц дают аналогичный результат.

Таким образом, правомерность введения “действующего значения ρ ” можно считать подтвержденной. Для описания СЦИ отрезком линии передачи необходимо еще определить эффективную длину l , поскольку межвитковая емкость, подобно оконечной емкости, увеличивает электрическую длину по сравнению с геометрической длиной проводника.

Эксперимент по определению l состоял в следующем. По графику на рис. 2 находилась частота, соответствующая условию $\text{tg}(2\pi f/c) = 1$, ($f = 1.6$ ГГц), после чего на этой частоте экспериментально определялась зависимость $\text{Re} Z_L$ от сопротивления концевой нагрузки (R_s). Результаты измерений показаны на рис. 3. Там же представлен график функции $\text{Re} Z_L = 2\rho^2 R_s / (\rho^2 + R_s^2)$ для $\rho = 350$ Ом, описывающий теоретическую зависимость $\text{Re} Z_L$ от R_s при том же условии $\text{tg}(2\pi f/c) = 1$. Совпадение, с точностью до ± 30 Ом (погрешность определения Z_L), экспериментальных данных с теоретической

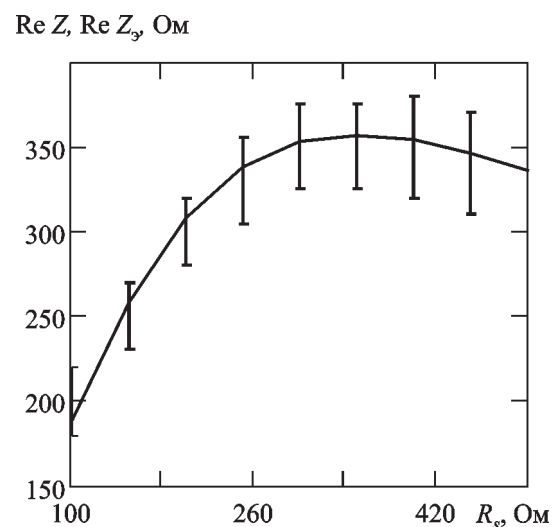


Рис. 3. Зависимость действительной части входного импеданса СЦИ ($\text{Re} Z_L$), нагруженного активным сопротивлением R_s , от величины R_s на частоте 1.6 ГГц. Сплошной линией показана теоретическая зависимость: $\text{Re} Z = 2\rho^2 R_s / (\rho^2 + R_s^2)$. Вертикальные отрезки соответствуют экспериментальным данным с учетом погрешности измерений $\text{Re} Z$.

зависимостью позволяет утверждать, что условие $\operatorname{tg}(2\pi lf/c)=1$ действительно выполняется на конкретной частоте (здесь 1.6 ± 0.1 ГГц). Тогда действующая длина $l = 23.4 \pm 1.5$ мм. Небольшое превышение электрической длины над геометрической вполне соответствует общим представлениям об СЦИ [12].

Особого внимания заслуживает явление (рис. 3) $1.5 \div 2$ -кратной трансформации R_s повышающего типа в области значений, актуальных в плане реализации режима согласования на минимум шум-фактора ($R_s = 100 \div 200$ Ом). Учет “скрытой” трансформации при расчете согласующих цепей является совершенно необходимым.

В целом, необходимость и возможность представления индуктивного элемента отрезком линии передачи в усилительном каскаде с FET в режиме согласования на минимум шум-фактора можно считать доказанной.

Ниже будет проведен анализ влияния эффектов длинной линии на условия реализуемости данного режима в различных участках дециметрового диапазона применительно к FET различных структурно-технологических классов.

3. Шумовые характеристики в терминах макропараметров. Введение оптимального декремента источника как феноменологического параметра

Существует общее решение задачи о согласовании отрезком линии передачи. В данном случае необходимо сформулировать требования к СЦИ как к линии передачи и определить критерии физической реализуемости этих требований при весьма специфических свойствах источника и нагрузки. Кроме того, интерес представляют предельно достижимые характеристики и особенности согласования не конкретных транзисторов, а их классов. В целом, задача состоит в получении обобщенных критериев реализуемости режима согласования на минимум шум-фактора.

Во всех методиках расчета мал шумящих усилителей исходным является общее выра-

жение для эквивалентной температуры шумов транзистора (T_n):

$$T_n = T_{\min} + T_0 G_n \times \left[(\operatorname{Re} Z_{\text{opt}} - \operatorname{Re} Z)^2 + (\operatorname{Im} Z_{\text{opt}} - \operatorname{Im} Z)^2 \right] / \operatorname{Re} Z, \quad (1)$$

где $T_0 = 290$ К; Z – импеданс источника сигнала (см. рис. 1); Z_{opt} – оптимальный импеданс источника сигнала при $T_n = T_{\min}$; T_{\min} – минимальная температура шумов транзистора при $Z = Z_{\text{opt}}$; G_n – шумовая проводимость. T_{\min} , G_n и Z_{opt} составляют полный набор собственных шумовых характеристик FET.

Расчетные методики (так называемые “шумовые теории полевого транзистора с барьером Шоттки”), выражающие шумовые характеристики T_{\min} , G_n и Z_{opt} через величины элементов эквивалентной схемы FET и параметры полупроводниковой структуры, в большинстве своем базируются на развитом Ван дер Зилом [13] подходе к полемому транзистору как к активному четырехполюснику с шумовыми генераторами на входе и выходе. В настоящее время в связи с появлением новых классов FET, использованием глубокого охлаждения и освоением новых частотных диапазонов теория генерации шумов в FET продолжает активно развиваться [11, 14-16], несмотря на неудовлетворительный уровень теоретического описания базисных электрофизических процессов в FET: токопереноса, модуляции проводимости, генерации шума в насыщенной области канала. Несовершенство базисных электрофизических моделей приводит всех разработчиков шумовых теорий (расчетных методик) к необходимости введения тех или иных феноменологических параметров. В большинстве случаев эти параметры не имеют самостоятельного физического смысла и могут рассматриваться как подгоночные коэффициенты. В качестве примеров можно привести шумовые коэффициенты [9], эмпирический параметр [18], технологический параметр [16], подгоночный фактор [17] и т. п. Попытки вычисления этих величин исходя из геометрии транзисторной структуры

и микропараметров токопроводящей среды на данном этапе развития общей теории полупроводниковых приборов дают в лучшем случае качественный уровень точности. При экспериментальном определении эти параметры зависят от режима по постоянному току, от типа и, нередко, экземпляра транзистора.

Последней по времени создания является “резисторно-температурная” методика [15], выгодно отличающаяся наличием только двух феноменологических параметров (с незначительной потерей точности одного из них). Этими параметрами являются эффективные шумовые температуры, T_g и T_d , приписываемые активным частям входного и выходного сопротивления (r_{gs} и r_d на рис. 1). В качестве феноменологических параметров T_d и T_g введены вполне корректно, хотя обосновать необходимое для количественного совпадения с экспериментом значение T_d порядка 10^4 К весьма затруднительно даже с привлечением концепции “горячих электронов”.

Численное значение T_d (о T_g будет сказано ниже) находится косвенно, сопоставлением измеренных и рассчитанных шумовых характеристик на некоторой частоте. Затем, полагая T_d частотно-независимой и определив значения всех элементов эквивалентной схемы, можно с достаточной точностью найти шумовые характеристики уже в широком диапазоне частот.

Здесь следует заметить, что в области относительно низких частот (единицы ГГц) все расчетные методики содержат формально сходные выражения для шумовых параметров. Соответственно, к предлагаемой ниже “методике макропараметров” можно перейти (и получить формально идентичный результат), основываясь на различных теоретических построениях, вплоть до базисного метода Ван дер Зила. Выбор в пользу резисторно-температурной теории был сделан с учетом ее применимости к большинству классов современных FET.

Существенным недостатком “резисторно-температурного подхода” (как, впрочем, и всех аналогичных) является большой объем предварительных измерений, выполняемых на СВЧ для конкретного типа транзистора в режиме постоянного тока.

Излагаемый ниже подход имеет целью построение расчетной методики, которая максимально освобождена от влияния параметров конкретного транзистора и его режима по постоянному току и оперирует в основном с макропараметрами. Под макропараметрами понимаются характеристики, слабо изменяющиеся в пределах структурно-технологических классов и инвариантные относительно частотно-размерного масштабирования (упрощенно, относительно изменения ширины затвора при сохранении длины). Дополнительные критерии отбора – ясный физический смысл и возможность измерения техническими средствами радиодиапазона (не СВЧ).

Вернемся к выражению (1). Минимизация T_n происходит при оптимальном значении импеданса источника:

$$\operatorname{Re} Z_{\text{онт}} = (\omega C_{gs})^{-1} \sqrt{\Phi}, \quad (2)$$

$$\operatorname{Im} Z_{\text{онт}} = K(\omega C_{gs})^{-1}, \quad (3)$$

где ω – циклическая частота ($\omega = 2\pi f$); Φ – функция параметров эквивалентной схемы транзистора, его физической температуры и определенных феноменологических параметров. В дециметровом диапазоне все модели предполагают Φ порядка единицы; коэффициент K изменяется в интервале $1 \div 1.25$ [15].

Здесь необходимо отметить, что в процессе развития технологии малозумящих полевых транзисторов с барьером Шоттки (от MESFET с затвором 1 мкм к субмикронным, а затем к различным гетероструктурам) отношение $\operatorname{Re} Z_{\text{онт}} / |\operatorname{Im} Z_{\text{онт}}|$, формально представляющее оптимальный декремент источника D_s , увеличивалось. На основе опытных данных, относящихся к дециметровому диапазону (для бескорпусных структур – и к сантиметровому диапазону), можно выделить стабильную закономерность: безотносительно к конкретному типу (марке) FET, MESFET свойственны значения $D_s = 0.3 \div 0.4$ (см., например, [3, 5]). (Большие значения характерны для современных субмикронных транзисторов). С появлением НЕМТ-технологии это отношение

выросло до ≈ 0.6 [2], что отмечается в числе позитивных черт этого класса полевых транзисторов [8], поскольку увеличение декремента входной цепи способствует улучшению полосовых характеристик. В пределах НЕМТ-класса D_s тоже медленно, но монотонно растет с увеличением граничной частоты: для РНЕМТ-структур с длиной затвора 0.25 мкм D_s вырастает до 0.7 [19, 20].

К сожалению, по отмеченным выше причинам, для статистического анализа в дециметровом диапазоне данных меньше, чем в сантиметровом. С другой стороны, интервал изменения оптимального декремента источника узок и, как будет видно из последующего рассмотрения, интересующие нас характеристики усилительных каскадов зависят от декремента монотонно, без локальных экстремумов.

Все сказанное выше позволяет сформулировать гипотезу следующего содержания: оптимальный декремент источника является характеристикой не конкретных типов транзисторов, а их структурно-технологических классов. Соответственно, оставаясь в рамках феноменологического подхода и не вводя в противоречие с экспериментальными данными, будем считать $\sqrt{\Phi}$ коэффициентом ($\Phi = \sqrt{\Phi}$) и в дальнейшем использовать выражения:

$$\operatorname{Re} Z_{\text{опт}} = \Phi / \omega C_{gs}, \quad (4)$$

$$\operatorname{Im} Z_{\text{опт}} = 1.25 / \omega C_{gs}, \quad (5)$$

где Φ теперь понимается как дискретно изменяющаяся величина: 0.3 соответствует MESFET; 0.3 ÷ 0.4 соответствует MESFET с длиной затвора менее 0.3 мкм; 0.5 соответствует НЕМТ; 0.7 соответствует РНЕМТ; 0.8 соответствует РНЕМТ с длиной затвора менее 0.2 мкм. Для обеспечения необходимой точности расчетов шумовых характеристик более подробная классификация структур не представляется рациональной.

В разделе 2 была поставлена задача о влиянии эффектов длинной линии в СЦИ на ус-

ловия реализуемости режима согласования на минимум шум-фактора. Ниже предлагается простой и наглядный способ ее решения в дециметровом диапазоне с использованием Φ -параметра применительно к FET различных классов.

4. СЦИ как отрезок линии передачи в схеме компенсации емкости затвор-исток FET

Выходной импеданс Z линии с волновым сопротивлением ρ , эффективной длиной l и активной нагрузкой на входе R_s (рис. 1.) в приближении малых потерь записывается в виде:

$$Z = \rho(R_s + j\rho \operatorname{tg} \beta l) / (\rho + jR_s \operatorname{tg} \beta l), \quad (6)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$.

Раздельно для активной и реактивной частей:

$$\operatorname{Re} Z = \rho^2 R_s (1 + \operatorname{tg}^2 \beta l) / (\rho^2 + R_s^2 \operatorname{tg}^2 \beta l), \quad (7)$$

$$\operatorname{Im} Z = \rho \operatorname{tg} \beta l (\rho^2 + R_s^2) / (\rho^2 + R_s^2 \operatorname{tg}^2 \beta l). \quad (8)$$

Характерные интервалы изменения $\operatorname{tg} \beta l$ соответствуют различным “реализациям” СЦИ.

Режим с $\operatorname{tg} \beta l < 0.5$ ($l \leq \lambda/14$) тривиален в описании и более характерен для сантиметрового диапазона.

Интервал $\operatorname{tg} \beta l = 1.2 \div 1.8$ соответствует узкополосным реализациям СЦИ, имеющим достаточно ограниченную область применения. При $\operatorname{tg} \beta l > 2$ СЦИ приближается по свойствам к фильтру нижних частот и в прежнем качестве использоваться не может.

Наибольший практический интерес представляют “широкополосные” реализации с $\operatorname{tg} \beta l = 0.6 \div 1.2$ (интервал эффективной длины $l = \lambda/12 \div \lambda/8$). Запишем выражения (7) и (8) с условиями (4) и (5) для $\operatorname{tg} \beta l = 1$:

$$2\rho^2 R_s / (\rho^2 + R_s^2) = \Phi / (\omega C_{gs}), \quad (9)$$

$$\rho(\rho^2 - R_s^2) / (\rho^2 + R_s^2) = 1.25 / (\omega C_{gs}). \quad (10)$$

Результаты совместного решения (9) и (10) даются выражениями:

$$R_s = (\rho/2\Phi) \left[-2.5 + (6.25 + 4\Phi^2)^{0.5} \right], \quad (11)$$

$$\rho = (\omega C_{gs})^{-1} (1.56 + \Phi^2)^{0.5}. \quad (12)$$

Соотношения между ρ , R_s , ωC_{gs} и приводимым к транзистору Z при типичных значениях коэффициента Φ отражены в таблице. В качестве общей для всех значений Φ черты можно выделить существенное (двукратное) уменьшение действительной части оптимального импеданса $\text{Re}Z$ по сравнению с “сосредоточенной” моделью. Как уже отмечалось, эффект “скрытой” трансформации в СЦИ необходимо учитывать при расчете цепей согласования FET. Наличие трансформации позволяет в ряде случаев вообще отказаться от отдельного трансформирующего звена на входе усилителя.

Зависимости необходимого волнового сопротивления СЦИ от частоты для структур с различными C_{gs} графически показаны на рис. 4. Графики построены для $\Phi = 0.6$ (HEMT). Используемые в качестве параметра, значения C_{gs} в интервале $0.25 \div 1$ пФ

соответствуют HEMT-структурам с шириной затвора [19] $250 \div 1000$ мкм и длиной 0.25 мкм. Преобразование характеристик при изменении Φ имеет плавный характер, без локальных экстремумов, обеспечивая возможность линейной интерполяции.

На рис. 4. условно выделено три зоны. В первой зоне, $\rho < 100$ Ом, реализация индуктивности еще возможна в виде планарной спирали или отрезка микрополосковой линии. Эта зона соответствует каскадам с широкозатворными FET в верхней части дециметрового диапазона.

В верхней зоне (3), $\rho > 500$ Ом. Вследствие низких значений добротности и резонансной частоты столь высокоимпедансных СЦИ работа в 3-й зоне для малощумящих и/или широкополосных устройств не рекомендуется.

Наибольший интерес представляет зона с $100 < \rho < 500$ Ом. Индуктивные элементы здесь имеют комплекс параметров, позволяющих реализовывать широкополосные усилители, в том числе на слаботочных транзисторах.

Выше уже приводились значения ρ оптимизированных СЦИ, аналоги которых успешно использовались в малощумящих усилителях [4]. СЦИ изготавливались посредством намотки серебряной проволоки диаметром 0.17 мм и 0.13 мм на фторопластовый каркас с принудительным шагом 0.25 мм. Полученные значения $\rho > 450$ Ом (до 600 Ом), с одновременным ухудшением добротности до ≈ 150 , возможно при уменьшении диаметра проводника до 50 мкм, шага до 100 мкм и укорочении выводов до 1 мм. Если $C_{gs} > 1$ пФ, в верхней части диапазона допустимо приме-

Таблица

Φ	0.4	0.6	0.8
R_s	$0.16\rho = 0.21 / (\omega C_{gs})$	$0.23\rho = 0.32 / (\omega C_{gs})$	$0.3\rho = 0.45 / (\omega C_{gs})$
ρ	$1.3 / (\omega C_{gs})$	$1.4 / (\omega C_{gs})$	$1.4 / (\omega C_{gs})$
$\text{Re}Z$	$0.4\rho / (\omega C_{gs}) = 2R_s$	$0.6\rho / (\omega C_{gs}) = 1.9R_s$	$0.8\rho / (\omega C_{gs}) = 1.8R_s$
$\text{Im}Z$	$1.25\rho / (\omega C_{gs}) = 6R_s$	$1.25\rho / (\omega C_{gs}) = 4R_s$	$1.25\rho / (\omega C_{gs}) = 2.8R_s$

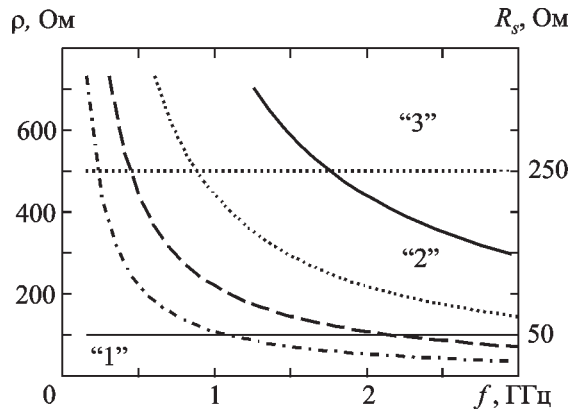


Рис. 4. Зависимости необходимого волнового сопротивления СЦИ ρ и оптимального сопротивления источника сигнала R_s от частоты для НЕМТ-структур с типичными значениями C_{gs} :
 — $C_{gs} = 0.25$ нФ; — $C_{gs} = 0.5$ нФ;
 - - - - $C_{gs} = 1$ нФ; - · - · - $C_{gs} = 2$ нФ.
 Величины R_s указаны с учетом трансформирующих свойств СЦИ

нение SMD-индуктивностей [21]: $\rho \approx 300$ Ом, $Q = 60 \div 120$, резонансная частота $2 \div 4$ ГГц.

Зависимость эффективной индуктивности СЦИ от импеданса источника, характерная для режима минимального шум-фактора, может привести к ошибкам в настройке усилительного каскада. Так, выражение (8) позволяет определить реактанс, приведенный к транзистору. Для реактанса, “видимого” со стороны источника, $\text{Im} Z = \rho^2 / (\rho + 2 / (\omega C_{gs}))$. Для $\Phi = 0.6$ и $\text{tg} \beta l = 1$ (НЕМТ в широкополосном каскаде) $\text{Im} Z \approx 0.4\rho \approx 200 \gg 0$ (см. таблицу). Таким образом, если параметры индуктивного элемента ρ и l соответствовали расчетным условиям согласования с оптимальным (по шумам) источником, то при настройке СЦИ по виду АЧХ каскада (или входному импедансу) стандартная 50-омная аппаратура будет давать искаженную картину. Для мнимой части импеданса в центре рабочего диапазона частот будет регистрироваться не нулевое значение, соответствующее расчетному режиму компенсации C_{gs} , а “избыточный” реактанс величиной до 200 Ом. В режиме измерения коэффициента передачи (АЧХ) этот эффект проявляется как смещение максимума АЧХ в область низких частот. “Исправление” АЧХ подстройкой СЦИ в дальней-

шем, при подключении к источнику сигнала с оптимальным R_s (не равным в общем случае 50 Ом), может привести к двукратному повышению шумовой температуры усилителя.

Благодаря линейной связи ρ и R_s , на рис. 4 одновременно указаны значения R_s , необходимые для реализации согласования на минимум шум-фактора. Легко видеть, что на частотах ниже 1.5 ГГц, даже с учетом трансформирующего действия СЦИ, необходимы R_s , существенно отличающиеся от 50 Ом.

Дополнительная трансформация может осуществляться отдельной цепью (Т.З. на рис. 1). В широкополосном усилителе эта же цепь обеспечивает 2–3-точечное сопряжение фазочастотных характеристик системы источник – согласующий четырехполосник – ФЕТ [3]. Однако наличие потерь в Т.З. исключает однозначный ответ на вопрос о необходимости дополнительной трансформации. В этой связи, а также для оценки шумовых характеристик в широкой полосе, особый интерес представляют режимы неидеального согласования.

Приведенные в таблице соотношения представляют набор условий реализуемости режима согласования на минимум шум-фактора. Во всем дециметровом диапазоне формулируются требования к ρ СЦИ и, с учетом трансформирующих свойств последнего, определяются оптимальные значения импеданса источника. Ниже будет рассмотрена методика расчета абсолютных значений шумовой температуры ФЕТ различных классов.

5. Шумовые характеристики каскада. Представление в терминах макропараметров

С учетом шумов последующих каскадов и условий (4) и (5), выражение (1) для эквивалентной температуры шумов запишется в виде:

$$T_n = T_{\min} + T_0 G_n \left[\left(\text{Re} Z - \Phi / (\omega C_{gs}) \right)^2 + \left(\text{Im} Z - j1.25 / (\omega C_{gs}) \right)^2 \right] / \text{Re} Z + T_2 / G_a, \quad (13)$$

где T_2 – эквивалентная температура шумов последующего устройства, К; G_a – коэффициент усиления по мощности исследуемого устройства.

Реальное усилительное устройство никогда не состоит из идентичных каскадов. Необходимость формирования АЧХ, обеспечения устойчивости и другие факторы заставляют разработчиков использовать компромиссный режим – средний между согласованием на минимум шум-фактора ($T_2 \approx T_{\min}$) и на максимум коэффициента усиления ($T_2 \approx 300$ К). В этих условиях понятие меры шума не удобно, и в (13) шумы последующих каскадов представлены общим выражением Фриса. В дальнейшем будем считать T_2 равной T_n для условно-идеального усилителя, и равной $T_{\text{физ}}/3$ (100 К в нормальных условиях) для условно-реального усилителя.

Входящие в (13) T_{\min} , G_n , G_a , а также $\text{Re}Z_{\text{опт}}$ (действительная часть оптимального импеданса источника) в дециметровом диапазоне можно выразить через параметры эквивалентной схемы FET (g_m , r_d , r_{gs} , G_{gs}) и феноменологические параметры T_d и T_g в виде [15]:

$$T_{\min} = (2\omega C_{gs} / g_m) (T_d T_g r_{gs} / r_d)^{1/2}, \quad (14)$$

$$G_n = (\omega C_{gs} / g_m)^2 T_d / r_d T_0, \quad (15)$$

$$G_a^{-1} = 4 (\omega C_{gs} / g_m)^2 r_{gs} / r_d + (\omega C_{gs} / g_m)^2 \times \left[(\text{Re}Z - r_{gs})^2 + (\text{Im}Z - 1/(j\omega C_{gs}))^2 \right] / (r_d \text{Re}Z), \quad (16)$$

$$\text{Re}Z_{\text{опт}} = (g_m / (\omega C_{gs})) \sqrt{r_{gs} r_d T_g / T_d}. \quad (17)$$

В (16) первое слагаемое представляет собой обратную величину максимального коэффициента усиления, соответствующего условию $G_a = \max: Z = r + j/(\omega C_{gs})$. В случае согласования на минимум шумов $\text{Re}Z \gg r_{gs}$ коэффициент усиления в основном определяется вторым слагаемым выражения (16):

$$G_a = g_m^2 r_d \text{Re}Z / (\omega C_{gs})^2 \times \left[(\text{Re}Z)^2 + (\text{Im}Z - j/(\omega C_{gs}))^2 \right]. \quad (18)$$

Численная оценка G_a для всех классов малощумящих FET дает величину более 16 дБ, и только при сильном рассогласовании ($\text{Im}Z = 0$) усиление падает на 3 дБ. Соответственно, $T_2/G_a \leq T_{\text{физ}}/3G_a \leq 2$ К. Тогда, с незначительной потерей точности, можно исключить из (13) член, представляющий шумы последующих каскадов, и дальнейшее рассмотрение режима неоптимального согласования может быть следующим.

Запишем выражение (13) в относительных единицах ($T_{\text{норм}} = T_n/T_{\min}$):

$$T_{\text{норм}} = 1 + (\omega C_{gs} / 2\Phi) \left[(\Phi / (\omega C_{gs}) - \text{Re}Z)^2 + (1.25 j / (\omega C_{gs}) - \text{Im}Z)^2 \right] / \text{Re}Z. \quad (19)$$

Трехмерный график функции $F(x, y)$, соответствующей (19) для $\Phi = 0.6$, показан на рис. 5 в инвариантных координатах: $x = \omega C_{gs} \text{Re}Z$; $y = \omega C_{gs} \text{Im}Z$.

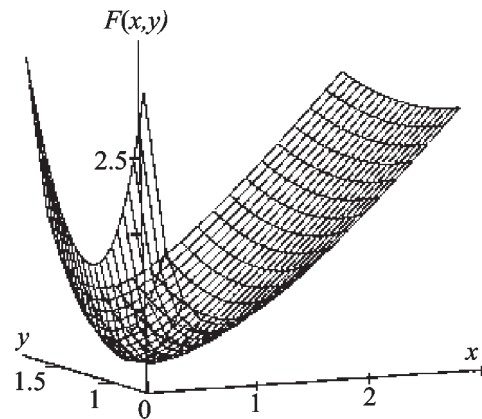


Рис. 5. Графическое представление зависимости шумовой температуры усилителя на НЕМТ от величин активной и реактивной частей импеданса источника сигнала. Аппликата соответствует относительному значению шумовой температуры: $F(x, y) = T_n/T_{\min}$. Координаты x и y представляют импеданс источника в инвариантном виде: $x = \omega C_{gs} \text{Re}Z$; $y = \omega C_{gs} \text{Im}Z$

Сечения поверхности плоскостями $x = \text{const}$ и $y = \text{const}$ представляют характеристики режима неоптимального согласования (расстройки). Сечения $F(x, y) = \text{const}$ – известные “окружности равного шума” [22], характеризующие полосовые свойства FET.

При записи параметров окружностей (координаты центра: $x_0 = \Phi T_{\text{norm}}$, $y_0 = 1.25$; радиус $R = \Phi(T_{\text{norm}} - 1)^{0.5}$) становится очевидной полезность введения инвариантных переменных x и y . Прямая пропорциональность радиуса окружностей равного шума Φ -параметру наглядно демонстрирует преимущества НЕМТ в широкополосных приложениях.

Расчет конкретного устройства может быть проведен в следующей последовательности. Для среднегеометрической частоты рабочего диапазона и выбранного класса транзистора по графикам (рис. 4 для НЕМТ) определить допустимую емкость затвор-исток (длину затвора) и необходимое ρ СЦИ. Затем, остановив выбор на конкретном типе транзистора, уточнить значения ρ , C_{gs} , R_s , Φ и ввести их в систему уравнений (7), (8), (19) для получения частотной характеристики нормированной шумовой температуры.

Переход к абсолютным значениям шумовой температуры можно осуществить, определив предельные характеристики T_{min} и G_a , инвариантные относительно преобразования без потерь.

Запишем выражение (18) для режима минимального шум-фактора ($\text{Im} Z = \text{Im} Z_{\text{opt}} \cong \cong 1/(\omega C_{gs})$, $\text{Re} Z = \text{Re} Z_{\text{opt}} = \Phi/(\omega C_{gs})$) в виде:

$$G_a = K_u Q_t / \Phi, \quad (20)$$

где $K_u = g_m r_d$ – коэффициент усиления по напряжению на НЧ; $Q_t = g_m / (\omega C_{gs})$ – фактор качества транзисторной структуры.

Параметры K_u и Q_t – безразмерные величины, характеризующие не столько конкретный тип (марку) транзистора, сколько целый класс приборов, образованный по общим признакам технологии (MESFET, НЕМТ, I-НЕМТ, PHEMT, E-PHEMT, MMHEMT, LM-HEMT ...) и по длине затвора (0.1 мкм, 0.25 мкм, 0.3 мкм, 0.5 ÷ 0.7 мкм). Ширина затвора

у транзисторов разных типов внутри класса может различаться и приводить к кратному изменению крутизны, сопротивления сток–исток, емкости исток–затвор, оптимального импеданса источника и других параметров. В то же время ряд величин почти не изменяется. Например, R_{opt}/r_{gs} [19], $T_d r_d$ [15].

Практически постоянными являются макропараметры K_u , Q_t и определяемый ниже Q_{in} . Вводимые величины слабо зависят от режима транзистора по постоянному току и, что крайне полезно в практических приложениях, определяются из справочных данных либо могут быть измерены на низких частотах.

Определим T_{min} в терминах макропараметров. Оставаясь в рамках феноменологического подхода, используем условие (2) совместно с выражением (17) для исключения T_d из (14):

$$T_{\text{min}} = 2r_{gs} T_g \omega C_{gs} / \Phi. \quad (21)$$

T_g , по своему физическому смыслу, описывает шумы сопротивления r_{gs} , близкого к омическому. Детальное теоретическое рассмотрение [23] и все опубликованные экспериментальные данные, с точностью до единиц процентов, позволяют отождествить T_g с физической температурой кристалла FET $T_{\text{физ}}$.

Поскольку произведение $r_{gs} C_{gs}$ почти не зависит от длины затвора [19], введем входную добротность FET $Q_{in} = 1/(\omega r_{gs} C_{gs})$ как размерный инвариант и запишем (21) в виде:

$$T_{\text{min}} = 2T_{\text{физ}} / (\Phi Q_{in}). \quad (22)$$

Для оценки полученного выражения приведем ряд примеров вычисления T_{min} разными методами (частота 1.5 ГГц).

Добротность Q_{in} распространенного MESFET типа MGF1412, рассчитанная по параметрам эквивалентной схемы, близка к 50; $\Phi \approx 0.4$. Расчет по методу макропараметров дает $T_{\text{min}} = (25 \pm 5)$ К, по методике шумовых коэффициентов [3] – $T_{\text{min}} = 19$ К.

Для типичных НЕМТ разработки конца 80-х годов FHR02X – $Q_m = 107 \pm 10$, $\Phi \approx 0.6$.

В методике макропараметров $T_{\min} = (9 \pm 1)$ К; “резисторно-температурный” метод дает $T_{\min} = 8.5$ К [2].

Совпадение результатов расчетов, проведенных разными методами, вполне удовлетворительное и на более высоких частотах. Например, для частоты 4 ГГц T_{\min} MESFET типа 3П325А2 при расчете по методу шумовых коэффициентов [6] близка к (100 ± 10) К; по методу макропараметров – (96 ± 10) К. Для 0.25-мкм РНЕМТ [20] на частоте 5 ГГц T_{\min} , вычисленная в рамках базисной модели активного четырехполюсника с двумя генераторами шума, имеет значение (32 ± 5) К. Метод макропараметров ($\Phi = 0.7$) дает величину $T_{\min} = (35 \pm 4)$ К. В приведенных примерах значения T_{\min} отличаются от экспериментально определенных не более, чем на 10 %.

Метод макропараметров можно распространить на глубоко охлаждаемые устройства, определив зависимость Φ от температуры. Не вступая в противоречие с общефизическими представлениями и экспериментальными данными (см., например, [2]), можно допустить, что двукратное снижение Φ при охлаждении до 20 К присуще всем классам маломощных FET. Есть основания полагать, что в этом случае погрешность вычисления T_{\min} не превысит $10 \div 15$ %, но эта проблема нуждается в дополнительном исследовании.

С осторожностью следует подходить к расчету характеристик широкозатворных (более 1 мм) FET: Q_i и Φ этих приборов могут отличаться от соответствующих величин для узкозатворных вариантов.

С учетом указанных ограничений формулу (22) можно считать вполне работоспособной.

Применим прием, аналогичный проведенной выше процедуре перехода от (14) к (22), ко второму члену выражения (13). Тогда для добавочных шумов, обусловленных отходом от оптимального согласования по активной компоненте сопротивления источника, получаем:

$$\begin{aligned} \delta T_n &= \left[T_{\text{физ}} / (Q_{in} \Phi^2) \right] \omega C_{gs} \left(\text{Re} Z - \Phi / (\omega C_{gs}) \right)^2 / \text{Re} Z = \\ &= \left(T_{\text{физ}} / (Q_{in} \Phi) \right) (1 - R_n)^2 / R_n, \end{aligned} \quad (23)$$

где $R_n = \text{Re} Z / \text{Re} Z_{\text{онт}} = \omega C_{gs} \text{Re} Z / \Phi$ – условный коэффициент “шумового согласования”.

Принимая во внимание (19), (21), (22) и (23), получаем для усилителя в целом:

$$\begin{aligned} T_n &= 2T_{\text{физ}} / \Phi Q_{\min} + T_{\text{физ}} (1 - R_n)^2 / (\Phi Q_{in} R_n) + \\ &+ T_2 \Phi / (K_u Q_i). \end{aligned} \quad (24)$$

где T_2 , как было оговорено выше, может принимать два значения: T_n и $T_{\text{физ}}/3$. Для собственной температуры транзистора при произвольном активном сопротивлении источника имеем:

$$T_{\text{соб}} = T_{\text{физ}} (1 + R_n^2) / (\Phi Q_{in} R_n) = T_{\min} (1 + R_n^2) / (2R_n). \quad (25)$$

Выражение (25) позволяет ответить на поставленный в разделе 2 вопрос о допустимости отхода от оптимального режима согласования с источником и возможности отказа от входного трансформирующего звена. Задаваясь допустимым значением $T_{\text{соб}}/T_{\min}$, получаем простой критерий возможности отхода от оптимального режима согласования.

В качестве примера рассмотрим работу транзистора MGFC4404 (чип) в средней части дециметрового диапазона (1.5 ГГц). Исходя из паспортного значения входной емкости и $\Phi = 0.6$ (НЕМТ) оптимальный генератор должен иметь сопротивление $\text{Re} Z \approx 300$ Ом. Ко входу СЦИ необходимо привести сопротивление $R_s = 300/1.9 = 158$ Ом (см. таблицу). При непосредственном подключении стандартного источника с $R_s = 50$ Ом $R_n = 50/158 = 0.32$ и $T_{\text{соб}}/T_{\min} = 1.72$. Абсолютное значение добавки составит 6 К. Соответственно, применение входного трансформирующего звена имеет смысл, если омические потери в нем не превысят 0.08 дБ.

Источник шумов, не учитываемый в (25), – диссипативные потери в самом индуктивном согласующем элементе. Влияние этих потерь будет проанализировано ниже.

6. Шумовые характеристики с учетом потерь в СЦИ

Поскольку потери в элементах согласующих цепей малозумящих устройств очень малы, они находятся косвенно – по результатам измерения добротности [2, 3] в реальных условиях: в рабочем диапазоне частот и с концевой емкостью, равной C_{gs} . Располагая данными о добротности СЦИ (Q_L) как первичной характеристике, при макропараметрической форме записи выражения для шумовой температуры легко учесть влияние потерь в СЦИ. Поскольку индуктивность L включена последовательно с цепью затвористок (см. рис. 1), декременты элементов просто суммируются и вместо Q_{in} в (25) следует подставлять действующее значение добротности $Q_{\Sigma} = 1/(Q_{in}^{-1} + Q_L^{-1})$:

$$T_{\text{соб}} = T_{\text{физ}} (1 + R_n^2) / (\Phi Q_{\Sigma} R_n). \quad (26)$$

Для охлаждаемого устройства Q_{Σ} должна вычисляться с использованием весовых коэффициентов при Q_{in} и Q_L , соответствующих их физической температуре.

Во Введении уже упоминалось об отклонении частотной зависимости T_n от линейного закона [9]. Иногда наблюдается даже выход на некоторое постоянное значение [10] в конце дециметрового либо в начале сантиметрового диапазона. Для широкополосных усилителей это явление вполне объяснимо “уходом” от режима оптимального согласования и вкладом шумов нагрузки и последующих каскадов. При этом “уход” от оптимального согласования по входу может быть вынужденным, поскольку оптимальный коэффициент отражения по входу $\Gamma_{\text{вх}} = (\text{Re} Z_{\text{опт}} - r_{gs}) / (\text{Re} Z_{\text{опт}} + r_{gs})$ в дециметровом диапазоне приближается к единице, затрудняя реализацию даже условно устойчивого режима. Разработчик вынужден вводить стабилизирующую обратную связь, включать невзаимные и диссипативные элементы и т. п. Все это может существенно увеличить шумовую температуру усилителя по сравнению с $T_{\text{мин}}$ транзистора.

Но и для $T_{\text{мин}}$ измеренные в дециметровом диапазоне значения могут заметно отклоняться от ожидаемых, полученных линейной экстраполяцией характеристик в сантиметровом диапазоне [11]. Существующие объяснения отклонения $T_{\text{мин}}$ от линейности (на относительно низких частотах) в основном сводятся к предположению о влиянии шумов типа $1/f$, $G-R$ и т. п. Подробные исследования низкочастотных шумов FET показали [8], что они проявляются на характерной частоте не выше 300 МГц. В дециметровом диапазоне вклад специфически низкочастотных шумов пренебрежимо мал, хотя “следы” $1/f$ -шума отмечаются до 2 ГГц [9]. Не отрицая в принципе наличия источников $1/f$ -шума, полагаем, что в ряде случаев наблюдаемый эффект отклонения частотной зависимости шумовой температуры от линейного закона может иметь внешнее по отношению к транзистору происхождение.

В дециметровом диапазоне использование универсальных измерителей шум-фактора с согласующими цепями на основе высокодобротных шлейфов затруднено из-за появления внеполосной генерации, особенно при тестировании узкозатворных НЕМТ. Изготовители транзисторов “низкочастотных” характеристик не приводят, тем более что при коэффициентах отражения более 0.7 резко возрастают ошибки измерения импедансов [16]. И все же необходимость в сверхмалозумящих устройствах заставляет разработчиков применять транзисторы с повышенной граничной частотой. В этом случае, если для предварительного исследования FET использована тестовая ячейка с малоразмерными индуктивными элементами (хотя бы одним – компенсатором входного реактанса FET), то регистрируемая нелинейность зависимости $T_{\text{мин}}(f)$, скорее всего, имеет аппаратное происхождение. Запишем выражение (22) с учетом добротности согласующего элемента Q_L :

$$T_{\text{мин}} = (Q_{in}^{-1} + Q_L^{-1}) (2T_{\text{физ}} / \Phi). \quad (27)$$

Выражение (27) может описывать два различных случая. В первом случае проводится

тестирование транзистора как такового с настройкой индуктивности на оптимум в каждой точке рассматриваемого диапазона. Тогда $Q_L = \text{const}$ и (27) запишется в виде:

$$T_{\min} = \omega(2T_{\text{физ}}/(\omega_0 Q_{in0})) + 2T_{\text{физ}}/(\Phi Q_L) = \\ = (2T_{\text{физ}}/\Phi)(\omega/(\omega_0 Q_{in0}) + 1/Q_L), \quad (28)$$

где Q_{in0} – добротность Q_{in} на частоте ω_0 , принадлежащей рабочему диапазону.

Выражение (28) подтверждает прямо пропорциональную зависимость T_{\min} от ω , но со сдвигом вверх по температуре, равным $2T_{\text{физ}}/(\Phi Q_L)$. Для НЕМТ в нижней части дециметрового диапазона сдвиг может составить $2 \div 6$ К, т. е. до 50 %. Если T_{\min} измерялась изготовителем транзистора на частотах сантиметрового диапазона стандартно, в высокочастотном согласующем модуле, то сдвиг исходно отсутствовал. Попытка формальной “сшивки” двух подобных зависимостей неизбежно будет порождать видимое отклонение от линейного закона.

Во втором случае тестируется каскад с индуктивностью, оптимизированной в какой-то конкретной точке рабочего диапазона (ω_0):

$$T_{\min} = (2T_{\text{физ}}/\Phi)(\omega/(\omega_0 Q_{in0}) + \omega_0/(\omega Q_{L0})). \quad (29)$$

Выражение (29) непосредственно описывает нелинейную функцию с минимумом на частоте $\omega_0(R_L/r_{gs})$: $T_{\min0} = 2(Q_L Q_{in})^{-0.5} \times (2T_{\text{физ}}/\Phi)$, где Q_{L0} и Q_{in0} взяты на частоте $\omega_0 = 1/(LC)^{0.5}$.

Таким образом, выражения (27) – (29) объясняют одну из возможных причин видимого отклонения частотной зависимости T_{\min} от линейной. Записанное в терминах макропараметров, выражение (27) позволяет прямо учесть потери в индуктивном согласующем элементе, пользуясь первичным источником информации о потерях – значением добротности. Решение (29) относительно Q_L и сформулированные выше требования к r и l составляют достаточный для разработчика набор параметров СЦИ. Подстановка T_{\min} в формуле (27) в формулу (19) дает возможность

рассматривать последнюю как выражение для шумовой температуры каскада, т. е. как непосредственно измеряемую величину.

7. Выводы

Предложенный в работе макропараметрический подход к расчету шумовых характеристик полевых транзисторов, в отличие от существующих, не предполагает предварительного экспериментального определения шумовых параметров на СВЧ. Аналитические выражения основных шумовых характеристик хорошо согласуются с экспериментом. Для узкозатворных структур ($250 \div 1000$ мкм) определены границы частотных областей реализации режима минимального шум-фактора. Обоснована необходимость и возможность представления индуктивного элемента цепи согласования FET отрезком линии передачи, свойства которой (потери и эффект трансформации) могут являться причиной экспериментально наблюдаемого отклонения частотной зависимости эквивалентной температуры шумов от линейного закона.

Литература

1. Miteq's introducing. Ultra-LNAs. Microwave Journal. 1995, **38**, No. 1, pp. 3.
2. J. D. Gallego and M. W. Pospieszalski. National Radio Astronomy Observatory Electronics Division Internal Report No. 286. Charlottesville, VA, March 1990, 26 pp.
3. Sander Weinreb, Dan L. Fenstermacher and Ronald W. Harris. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1982, **MTT-30**, No. 6, pp. 849-853.
4. А. М. Королев, А. П. Крутько, С. А. Песковацкий. Электронная техника. Сер.1, СВЧ-техника. 1993, вып. 2 (456), с. 3-4.
5. А. М. Королев, А. П. Крутько, С. А. Песковацкий. Электронная техника. Сер.1, СВЧ-техника. 1998, вып. 2 (472), с. 14-17.
6. Н. З. Шварц. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. Москва, Радио и связь, 1987, 200 с.
7. T. M. Brookes. IEEE Trans. Electron Devices. 1986, **ED-33**, No. 1, pp. 52-57.
8. Robert Plana, Laurent Escotte, Oliver Llopis, Hichman Amine, Thierry Parra, Michel Gayral, and Jacques Graffeuil. IEEE Trans. Electron Devices. 1993, **ED-40**, No. 5, pp. 852-858.

9. K. H. George Duh, Marian W. Pospieszalski, William F. Kopp, Pin Ho, Amani A. Jabra, Pane – Chane Chao, Philip M. Smith, Luke F. Lester, James M Balligal, and Sander Weinreb. IEEE Trans. Electron Devices. 1988, **ED-35**, No. 3, pp. 249-256.
10. Philip M. Smith. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1996, **MTT-44**, No. 12, pp. 2328-2333.
11. A. F. M. Anwar and Kuo-Wei Liu. IEEE Trans. Electron Devices. 1994, **ED-41**, No. 11, pp. 2087-2092.
12. Randall W. Rhea. Applied Microwave & Wireless. 1997, Nov/Dec, pp. 70-80.
13. А. Ван дер Зил. Шум. Источники, описание, измерение. Москва, Советское радио, 1973, 228 с.
14. Gilles Dambrine, Jean-Maxence Belqun, Francois Danneville, and Alain Cappy. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1998, **MTT-46**, No. 9, pp. 1231-1235.
15. Marian W. Pospieszalski. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1989, **MTT-37**, No. 9, pp. 1340-1349.
16. Antonio Lazaro, Lluís Pradell, and M. O'Callaghan. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1999, **MTT-47**, No. 3, pp. 315-323.
17. H. Fukui. IEEE Trans. Electron Devices. 1979, **ED-26**, No. 7, pp. 1032-1037.
18. Kuang-Hann G. Duh, Shing-Ming J. Liu, L. F. Lester, P. C. Chao, Philipp M. Smith, Makunda B. Das, B. R. Lee, and James Ballingall. IEEE Electron Device Letters. 1988, **EDL-9**, No. 10, pp. 521-523.
19. Brian Hughes. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1993, **MTT-41**, No. 2, pp. 190-198.
20. Pertti K. Ikalainen. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1993, **MTT-41**, No. 2, pp. 340-343.
21. Coilcraft's introducing. Applied Microwave & Wireless. 1997, Jan/Feb, p. 6.
22. H. Fukui. IEEE Trans. Circuit Theory. 1966, **CT-13**, No. 2, pp. 137-142.
23. M. S. Gupta and Greiling. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987, **MTT-35**, No. 12, pp. 1208-1217.

Peculiarities of FET Matching for Low-Noise Operation in Decimeter Range

A. M. Korolev

Novel method for deriving the noise characteristics of FET (including HEMT) amplifier is presented. It is based on generalized FET characteristics, denoted as macroparameters. They are invariant to scaling, measurable by rf-instruments and have only a weak dependence on dc-conditions. The sole phenomenological parameter (Φ) is introduced as characteristics of a large structural class of FETs ($\Phi \approx 0.4$ for MESFET, $\Phi \approx 0.6$ for HEMT and $\Phi \approx 0.7$ for PHEMT). Based on the "macroparameter approach" and taking into account the properties of input inductor as a distinctive transmission line, the conditions for minimum noise temperature realization are determined for moderately-long-gate transistors over the frequency range from 0.3 to 5 GHz.