

Особенности реализации сверхмаломощного HEMT-усилителя при некриогенном уровне охлаждения

А. М. Королев, В. М. Шульга

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная, 4
E-mail: korol@rian.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 6 июня 2003 г.

Определены условия и проведена экспериментальная проверка реализуемости сверхмаломощного усилителя в дециметровом диапазоне длин волн при неглубоком (некриогенном) уровне охлаждения. При температуре окружения -50 и -100 °С (т. н. Пельтье-уровень охлаждения) получена шумовая температура около 15 и 10 К соответственно. Решающее значение при этом имело использование Q-метрии элементов входной согласующей цепи.

Визначено умови та проведено експериментальну перевірку реалізованості надмаломощного підсилювача у дециметровому діапазоні довжин хвиль при неглибокому (некриогенному) рівні охолодження. За температури оточення -50 і -100 °С (так званий Пельтье-рівень охолодження) було отримано шумову температуру близько 15 і 10 К відповідно. Вирішальне значення при цьому мало використання Q-метрії елементів вхідної узгоджувачої схеми.

1. Введение

Маломощные сверхвысокочастотные усилители являются базовой структурной единицей высокочувствительных приемных систем, которые применяются в радиоастрономии, дальней космической связи, научном приборостроении. Особую группу составляют сверхмаломощные усилители (СМШУ), к которым можно отнести приборы с шумовой температурой до 10 К (в дециметровом (дм) и сантиметровом (см) диапазонах длин волн) [1-4]. В конструировании СМШУ ведущая тенденция последних лет – использование транзисторных гетероструктур с высокой подвижностью электронов (HEMT). Как и СМШУ предшествующего поколения (мазерные, параметрические, на GaAs полевых транзисторах), HEMT-усилители, ориентированные на получение особо низкого уровня шумов, подвергаются

охлаждению до температур т. н. “криогенного” уровня: 4.2 ± 20 К [2].

Метод глубокого охлаждения, при его высокой эффективности, имеет и очевидные недостатки. Холодильные криоагрегаты дороги, энергоемки и громоздки. Потребность же в СМШУ растет. В качестве примеров можно привести входные усилители систем спутникового телевидения, усилители промежуточной частоты супергетеродинных приемников в миллиметровом диапазоне и т. д. Таким образом, можно констатировать актуальность разработки СМШУ, не требующих охлаждения до криогенных температур.

Проблема “некриогенных” СМШУ действительно может быть переведена в плоскость практического решения. Во-первых, расчетное значение собственной шумовой температуры T_{\min} современных HEMT составляет $7 \div 15$ К в средней части дм диапазона (при физической температуре 20 °С, см.,

например, [5]). В отдельных образцах широкополосных усилителей удается получить эквивалентную температуру шумов T_n $20 \div 35$ К в дм – начале см диапазона [1, 4, 6]. Во-вторых, низкая потребляемая мощность транзисторов позволяет успешно использовать простые и недорогие полупроводниковые микроохладильники, основанные на эффекте Пельтье, с предельным охлаждением до $-50 \div -100$ °С, при котором шумы современных НЕМТ [5] уже резко понижаются. Это обстоятельство предоставляет новые возможности по снижению шумов усилителей.

Отметим, что проектирование устройств на НЕМТ с неглубоким охлаждением в литературных источниках представлено слабо. Поиск работы выполнены на устаревшей элементной базе (GaAs полевые транзисторы [9, 10]), а публикации по усилителям на НЕМТ предельно сжаты и имеют скорее рекламный характер [7, 8].

Задачи настоящей работы: 1) выработка подхода к разработке СМШУ на современных НЕМТ именно с некриогенным охлаждением; 2) определение уровня охлаждения, достаточного для достижения шумовой температуры около 10 К в широкополосном усилителе.

2. Выбор схемотехнического решения и типов транзисторов

Общие вопросы схемотехники усилителей на полевых транзисторах к настоящему времени проработаны с достаточной полнотой. Сказанное касается как главной задачи проектирования (синтез согласующих цепей), так и расчетной процедуры в целом. Последняя может выполняться с помощью известных программных продуктов, если предварительно выбрать типы активных элементов и общую структуру усилителя в соответствии с заданным частотным диапазоном.

В рассматриваемом случае выбор конкретного диапазона $1 \div 2$ ГГц обусловлен, с од-

ной стороны, потребностями практики: устройства с такой полосой широко применяются в качестве усилителей промежуточной частоты более высокочастотных приемников. С другой стороны, здесь наиболее высоки как реализованные, так и прогнозные параметры СМШУ [6].

Специфика дм диапазона такова, что особую важность имеют вопросы устойчивости усилителя [11] и физической реализуемости элементов входной согласующей цепи [12]. Учитывая рекомендации [6, 11, 12], мы приняли за основу двухкаскадную схему с псевдоморфными НЕМТ (РНЕМТ) типа ATF38143 в первом каскаде и ATF34143 во втором. В упрощенном виде (цепи постоянного тока не отражены) принципиальная схема усилителя показана на рис. 1, а.

В серийных неохлаждаемых СМШУ приемлемым считается вклад тепловых шумов пассивных элементов (далее называемых добавочными) на уровне 50 % от суммарных шумов усилителя [13]. В СМШУ с оптимизированной согласующей цепью вклад добавочных шумов можно снизить до 20 % (≈ 5 К) [6]. Согласно справочным данным для ATF38143 его T_{\min} при нормальных условиях на частоте 1.5 ГГц не превышает 15 К. При охлаждении до -40 °С T_{\min} падает ориентировочно в $2 \div 3$ раза [5]. Несложно показать, что добавочные шумы, с учетом как прямого понижения физической температуры, так и роста добротности, уменьшаются не более чем на 20 %. Соответственно, относительный вклад этих шумов с понижением физической температуры усилителя растет, приближаясь к 50 % и, безусловно, нужно принимать меры для его уменьшения. Необходимым этапом здесь является поэлементная селекция источников добавочного шума. Для проведения селекции была изготовлена и исследована физическая модель входной цепи усилительного каскада в минимальной конфигурации (рис. 1, б), где цепь исток-затвор транзистора заменяет высокодобротный воздушный конденсатор $C_{\text{вх}}$ емкостью 1 пФ.

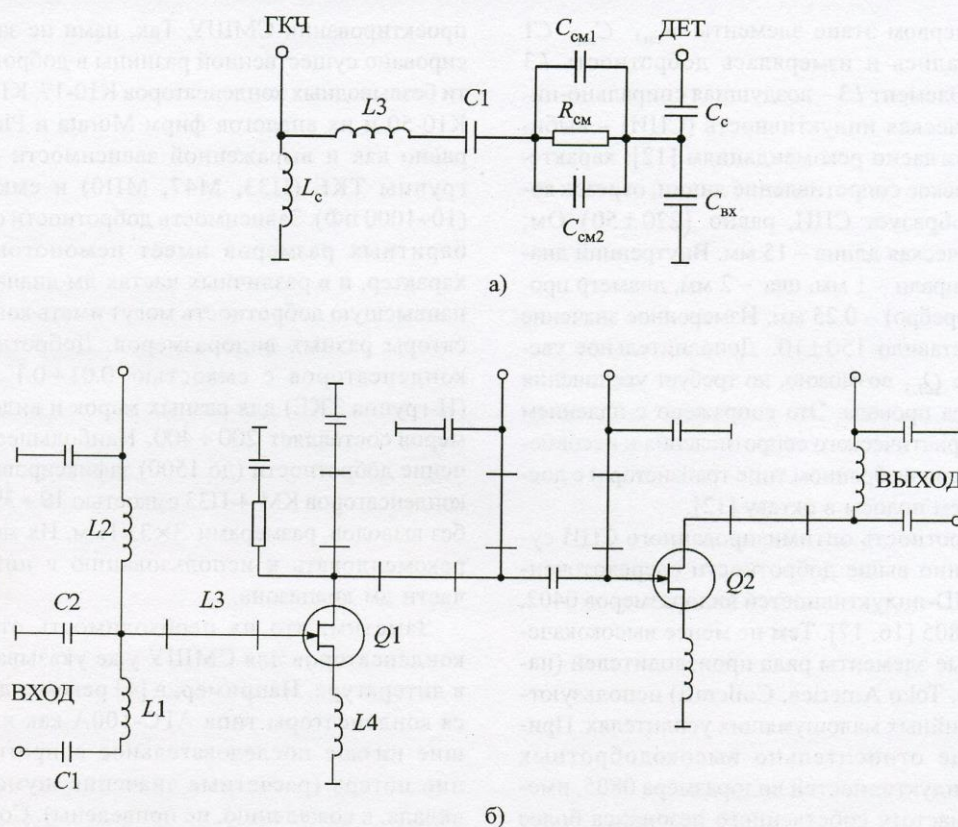


Рис. 1. Принципиальные схемы модели входной цепи (а) и усилителя в целом (б). L_c и C_c – элементы связи с генератором качающейся частоты (ГКЧ) и детектором (ДЕТ). Цепи постоянного тока не показаны

3. Селекция источников добавочного шума

Прямые измерения вклада шумов каждого элемента (например, методом замены или исключения) находятся на пределе точности шумоизмерительной аппаратуры. Кроме того, метод исключения не приложим к элементу L_3 , проблематичен для C_1 . В практике нашел применение способ оценки шумов по результатам измерения добротности, поскольку первопричина шумов пассивных элементов на СВЧ – диссипативные потери. Безотносительно к эквивалентной схеме конкретного элемента диссипативные потери можно охарактеризовать эквивалентной добротностью элемента Q . Наибольшие потери в согласующих цепях широкополосных

СМШУ свойственны распределенным плосковым элементам, по отношению к которым метод измерения добротности Q -метрии уже использовался [14, 15]. В настоящей работе сквозная поэлементная Q -метрия положена в основу селекции всех потенциальных источников добавочного шума, распределенных и сосредоточенных.

Методика Q -метрии в целом хорошо известна. В данном случае измерения проводились в проходном режиме: сигнал генератора качающейся частоты (ГКЧ) подавался на индуктивный элемент связи $C_{вх}$ (рис. 1, б) и снимался с емкостного зонда C_c , расположенного вблизи воздушного конденсатора $C_{вх}$. Установленные коэффициенты связи обеспечивали точность измерения добротности не хуже 5% на частоте 1.25 ГГц.

На первом этапе элементы $R_{см}$, $C_{см}$, $C1$ исключались и измерялась добротность $L3$ (Q_{L3}). Элемент $L3$ – воздушная спирально-цилиндрическая индуктивность (СЦИ) – выбирался согласно рекомендациям [12]: характеристическое сопротивление линии, отрезок которой образует СЦИ, равно (220 ± 50) Ом; электрическая длина – 15 мм. Внутренний диаметр спирали – 1 мм, шаг – 2 мм, диаметр провода (серебро) – 0.25 мм. Измеренное значение Q_{L3} составило 150 ± 10 . Дополнительное увеличение Q_{L3} возможно, но требует увеличения диаметра провода. Это сопряжено с падением характеристического сопротивления и несовместимо (при выбранном типе транзистора) с достижением полосы в октаву [12].

Добротность оптимизированного СЦИ существенно выше добротности сосредоточенных SMD-индуктивностей видоразмеров 0402, 0603, 0805 [16, 17]. Тем не менее высококачественные элементы ряда производителей (например, Toko America, Coilcraft) используются в серийных малошумящих усилителях. Применение относительно высокодобротных SMD-индуктивностей видоразмера 0805, имеющих частоту собственного резонанса более 4 ГГц, рационально в верхней части дм диапазона [13]. При относительной полосе до октавы в средней части дм диапазона можно рекомендовать индуктивности видоразмера 1210. В любом случае, перед включением SMD-элемента в усилитель необходимо измерить его добротность.

После определения Q_{L3} в колебательную цепь поочередно включались конденсаторы $C_{см}$, $C1$ и по результатам измерения общей добротности находилась добротность конденсаторов в конкретном включении. Заметим, что измеренная таким способом добротность является не собственным параметром элемента (в справочных данных приводится именно собственная добротность и/или последовательное сопротивление), а эффективным значением, удобным для расчета шумов.

Проведение развернутого тестирования различных марок конденсаторов – объемная задача, выходящая за рамки настоящей работы. Укажем лишь на некоторые тенденции, знание которых может оказаться полезным при

проектировании СМШУ. Так, нами не зафиксировано существенной разницы в добротности безвыводных конденсаторов К10-17, К10-42, К10-50 и их аналогов фирм Murata и Philips, равно как и выраженной зависимости Q от группы ТКЕ (П33, М47, МП0) и емкости ($10 \div 1000$ пФ). Зависимость добротности от габаритных размеров имеет немонотонный характер, и в различных частях дм диапазона наивысшую добротность могут иметь конденсаторы разных видоразмеров. Добротность конденсаторов с емкостью $0.01 \div 0.1$ мкФ (Н-группа ТКЕ) для разных марок и видоразмеров составляет $200 \div 400$. Наибольшее значение добротности (до 1500) зафиксировано у конденсаторов КМ-4-П33 емкостью $19 \div 39$ пФ, без выводов, размерами $3 \times 3 \times 1$ мм. Их можно рекомендовать к использованию в нижней части дм диапазона.

Заметим, что на необходимость отбора конденсаторов для СМШУ уже указывалась в литературе. Например, в [4] рекомендуются конденсаторы типа АТС-100А как имеющие низкое последовательное сопротивление потерь (расчетные значения шумового вклада, к сожалению, не приведены). Согласно данным изготовителя (American Technical Ceramics) особо высокодобротная серия АТС-180R (многослойные фарфоровые конденсаторы) имеет последовательное сопротивление на частоте 1 ГГц не более 0.075 Ом, что для рассматриваемого случая соответствует добротности около 2000. Сверхвысокодобротными являются конденсаторы серии С06 (фарфоровые, изготовитель Dielectric Laboratories) всех видоразмеров и специальные серии других производителей. Применение таких элементов в СМШУ полностью снимает вопрос о потерях в конденсаторах и совершенно оправданно, несмотря на высокую стоимость (на порядок – два большую, чем у SMD-элементов широкого применения).

Отдельного рассмотрения заслуживает вопрос о потерях в цепи автосмещения (резистор, заблокированный конденсатором, в цепи истока транзистора). В усилителях см диапазона автосмещение используется ограниченно, т. к. сопряжено с появлением паразитной, снижающей усиление, обратной свя-

зи. Здесь обычно применяется внешнее смещение. В дм диапазоне особенно в неохлаждаемых усилителях, автосмещение используется часто, т. к. позволяет обойтись однополярным источником питания. Обратная связь (индуктивность в цепи истока) здесь вводится специально, для повышения устойчивости и действительной части входного импеданса.

Результаты Q-метрии параллельных RC-цепей, моделирующих цепи автосмещения с характерными для усилителей на РНЕМТ значениями сопротивления, показаны на рис. 2. В качестве блокировочного ($C_{см}$) был взят конденсатор емкостью 270 пФ, $Q = 1100$. Реактанс $C_{см}$ на частоте 1.25 ГГц – индуктивный, эквивалентная индуктивность близка к 0.1 нГн. Конденсатор $C_{см}$ и резисторы $R_{см}$ (сопротивление 10 ÷ 40 Ом) имели видоразмер 0805. Из графиков на рис. 2 можно сделать вывод, что блокирующее действие одиночного конденсатора явно недостаточно. Заметно лучшие результаты дает двустороннее блокирование резистора двумя конденсаторами: $Q \geq 500$, но в этом случае большое значение имеет локализация подводящих проводников. В целом, на основании проведенных измерений можно сделать вывод о нежелатель-

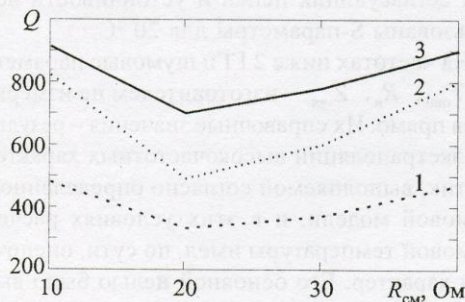


Рис. 2. Зависимость действующего значения добротности Q цепи автосмещения от сопротивления резистора $R_{см}$:

1 – резистор автосмещения заблокирован одиночным конденсатором; 2 – двусторонняя блокировка; 3 – двусторонняя блокировка конденсаторами с условно-бесконечной добротностью (расчет)

ности автосмещения в неохлаждаемых СМШУ, даже если в качестве блокировочных использовать высокодобротные конденсаторы.

На рис. 1, б не отражен ряд элементов, потери в которых ниже реализованного уровня погрешности Q-метра: $L1, L4$ (проводники длиной 4 мм), $C2$ (0.2 пФ, поликор), а также диэлектрическая подложка. Потери в подложке не проявляются, поскольку из атрибутов входной цепи на ней расположены только две опорные точки. На пределе точности фиксируется влияние входного разъема (СРГ-50-751, эквивалентная добротность ≈ 2000).

Как было установлено, подключение дросселя цепи смещения ($L2$ на рис. 1, а, спиральная индуктивность или четвертьволновый шлейф) в низкоимпедансную (до 50 Ом) точку входной цепи практически не сказывается на добротности. В тех случаях, когда смещение подается через индуктивный шлейф, образующий совместно с $L3$ Г-образную согласующую цепь, необходимо провести независимые измерения Q_{L2} и Q_{L3} с последующим вычислением общей (эффективной) добротности.

Наиболее существенные результаты Q-метрии отражены в таблице. Добротность для $L3$ приведена для СЦИ и SMD-элементов. Добротности конденсаторов $C_{см}, C1$ указаны для SMD-элементов емкостью 9 ÷ 270 пФ. В последнем столбце таблицы в качестве “оценки сверху” приведен суммарный вклад иных потенциальных источников добавочного шума, влияние которых (см. выше) на частоте 1.25 ГГц поэлементно не селектируется.

В нижней строке таблицы приведены расчетные значения относительного вклада шумов элементов входной цепи. В расчете было использовано приближенное выражение для $T_{мин}$ РНЕМТ [12] в виде: $T_{мин} = 2T_{физ}/\Phi Q_{ин}$. Здесь Φ – феноменологический параметр, для РНЕМТ (при $T_{физ} = 292$ К) $\Phi \approx 0.7$; $Q_{ин}$ – эквивалентная добротность входа транзистора (цепи исток-затвор); $T_{физ}$ – физическая температура кристалла транзистора. Для ATF38143 на частоте 1.25 ГГц измеренное значение $Q_{ин} \approx 55$.

Таблица

Элементы	L3		C1, C _{ем}		Неселектируемые Корпус, дроссель L2, разъем, подложка
	СЦИ	SMD 0402,0603;0805	SMD 0603	SMD 0805	
Добротность	100÷200	30÷80; 50÷100	200÷400	600÷800	> 2000
$\delta T_{отн}, \%$	25÷50	50÷200	12÷25	6÷8	Не более 2

Поскольку все элементы входной цепи включены последовательно, соответствующие декременты складываются аддитивно, и относительный вклад шумов $\delta T_{отн}$ каждого элемента (нижняя строка таблицы) рассчитывался согласно измеренному значению его добротности $Q_{эл}$ как $\delta T_{отн} = Q_{in}/Q_{эл}$.

Приведенные в таблице оценки $\delta T_{отн}$ показывают, что все компоненты, планируемые к установке во входные цепи СМШУ, полезно тестировать на величину действующей добротности. Эту процедуру лучше выполнять дважды: предварительно, в отдельном тестовом модуле, и окончательно, в корпусе усилителя. При этом транзистор заменяется высокодобротным конденсатором с емкостью, близкой емкости затвористок. Естественно, данные о действующих значениях добротности пассивных элементов можно рассчитать исходя из справочных сведений о собственной добротности, если использованы стандартные паспортизованные радиокомпоненты. Но даже в этом случае контроль общей добротности входной согласующей цепи является эффективным инструментом оптимизации топологии усилителя, и отнюдь не только охлаждаемого. В первую очередь сквозную Q-метрию следует применять при моделировании СМШУ на узкозатворных (менее 400 мкМ) НЕМТ, характерные значения добротности которых в дМ диапазоне достигают 100 и более единиц.

Принятые в учет источники избыточного шума присутствуют во входной цепи усилительного каскада в минимальной конфигурации. При ином схемном решении могут появиться дополнительные элементы и, следо-

вательно, потенциальные источники шума, оценить вклад которых позволяет описанная процедура сквозной Q-метрии.

4. Особенности расчета и конструкции экспериментального усилителя

Расчет усилителя выполнялся по обычной процедуре, на основании справочного набора шумовых параметров: T_{min} , R_n (шумовое сопротивление), Z_{opt} (оптимальный импеданс источника). Поскольку изготовителем транзистора паспортизируются значения R_n и Z_{opt} только при температуре 20 °С, в расчете взяты именно эти значения. С учетом низкой величины R_n (5 ÷ 8 Ом), ошибка в определении зависимости шумовой температуры усилителя T_n от частоты не превышает 20 % на краях диапазона. Аналогично в расчете выходных согласующих цепей и устойчивости использованы S-параметры для 20 °С.

На частотах ниже 2 ГГц шумовые параметры T_{min} , R_n , Z_{opt} изготовителем не измеряются прямо. Их справочные значения – результат экстраполяции высокочастотных характеристик, выполняемой согласно определенной шумовой модели, и в этих условиях расчет шумовой температуры имел, по сути, оценочный характер. Его основной целью было выяснение принципиальной возможности получения T_n ниже 10 К хотя бы в центре рабочего диапазона частот. Согласно расчету уже при охлаждении до 50 °С следовало ожидать T_n не более 11 К в центре диапазона и не более 18 К в полосе октавы.

Конструкция усилителя соответствует конструкции неохлаждаемого прототипа [6], за исключением цепей стабилизации режима,

вынесенных в отдельный неохлаждаемый модуль. Для подавления помех от GSM-телефонии во все цепи постоянного тока охлаждаемого модуля введены 7-звенные LC-фильтры с коэффициентом подавления более 60 дБ. Главной особенностью, которую можно условно отнести к конструкции, является описанный выше отбор пассивных элементов по результатам Q-метрии.

5. Обсуждение результатов

По результатам измерений основные характеристики экспериментального усилителя таковы. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) по входу усилителя – не более 1.5 в диапазоне 0.8÷1.2 ГГц и не более 3 – до 2 ГГц. Устойчивость сохраняется при КСВН источника до 5. Амплитудно-частотная характеристика – равномерно падающая, 6 дБ/октава, коэффициент усиления на частоте 1 ГГц равен 32 дБ. Зависимость T_n от частоты показана на рис. 3 в виде семейства графиков, полученных при температуре корпуса усилителя 20, –50, –100, –196 °С. Режим по постоянному току для транзистора

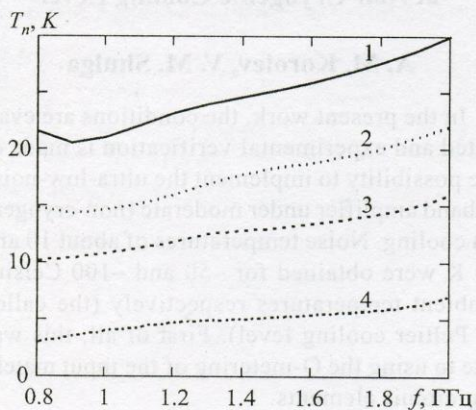


Рис. 3. Измеренные зависимости шумовой температуры усилителя (T_n) от частоты при температуре корпуса усилителя: 20 °С – 1; –50 °С – 2; –100 °С – 3; 196 °С – 4. Абсолютная погрешность ± 2 К

первого каскада: 2.5 В, 23 мА в первых двух случаях; 1.5 В, 17 мА при –100 °С; 1 В, 7 мА при –196 °С. Режим второго каскада во всех случаях – 2.5 В, 25 мА.

Качественно все зависимости показанного семейства близки к расчетным. В то же время предположение о возможности выхода на сверхмалошумящий режим при некриогенном уровне охлаждения можно считать подтвержденным лишь частично: требуемый уровень охлаждения (–100 °С при шумовой температуре ≈ 10 К) находится на пределе возможностей Пельтье-охладителей.

Для двух наиболее важных в контексте данной работы зависимостей (при –50 и –100 °С) в эксперименте наблюдается неидентифицируемая добавка к шумовой температуре. Расчетный баланс шумовых вкладов на частоте 1.25 ГГц при –50 °С выглядит следующим образом. Собственная шумовая температура транзистора, с учетом шумового рассогласования на частоте 1.25 ГГц со стандартным источником (50 Ом), не превышает 6 К. Вклад тепловых шумов пассивных элементов входной согласующей цепи – до 2 К. Шумы обобщенной нагрузки – до 2 К. Внешние помехи и неселектируемые источники (см. выше) – не более 1 К. Измеренное значение шумовой температуры усилителя на выбранной частоте составляет (14 ± 2) К и с учетом погрешности измерений эквивалентная температура неидентифицируемых шумов составляет (3 ± 2) К.

Заметим, что неточность исходных данных об оптимальном импедансе источника не объясняет зафиксированного расхождения с расчетом, поскольку входная согласующая цепь подвергалась финишной подстройке на минимум шумовой температуры усилителя (на частоте 1.25 ГГц). Вряд ли могут служить причиной расхождения и плохие условия охлаждения корпусного транзистора: в этом случае при –196 °С получение шумовой температуры менее 5 К (линия 4 на рис. 3) было бы проблематичным. В целом, следует констатировать, что на данном этапе исследований указать вероятный источник шумов (или существенный дефект расчетной процедуры) возможным не представляется. Вместе с тем аб-

солютные значения шумовой температуры усилителя, при всех уровнях охлаждения, в $1.5 \div 2$ раза ниже, чем у аналогичных устройств, описанных в литературе на данный момент [7, 8].

6. Выводы

Результаты, полученные в настоящей работе, в целом подтверждают предположение о возможности реализации широкополосного сверхмалозащумящего усилительного устройства в дециметровом диапазоне без использования криоохлаждения. Предложенный подход (сквозная Q-метрия) к селекции источников добавочного шума в широкополосном усилительном каскаде обеспечил получение рекордных значений шумовой температуры. Шумовая температура 10 К получена при охлаждении усилителя до -100 °С. Вместе с тем, потенциал современных РНЕМТ как активных элементов нельзя считать исчерпанным: в эксперименте наблюдается еще не идентифицированная шумовая компонента (до 3 К), при исключении которой можно ожидать снижения шумовой температуры усилителя до 10 К при физической температуре -50 °С.

Литература

1. James J. Whelean. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2002, **MTT-50**, No. 3, pp. 806-813.
2. John C. Webber and Marian W. Pospieszalski. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2002, **MTT-50**, No. 3, pp. 986-995.
3. J. Angelov, N. Wadefalk, Jorgen Stenarson, Erik Ludvig Kollberg, Piotr Starski, Herbert Zirath. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 2002, **MTT-50**, No. 6, pp. 1480-1485.
4. C. Risacher, M. Dahlgren, V. Belitsky. GigaHertz 2001 Symposium. 2001, Nov. 26-27, Lund, Sweden.
5. Agilent Technologies. Low Noise Pseudomorphic HEMTs Technical Data. 2002.
6. А. М. Королев, В. М. Шульга. Радиофизика и радиоастрономия. 2003, **8**, №1, с. 21-27.

7. Berkshire Tech. Inc. Introducing. Microwave Journal. 1995, No. 4, pp. 154.
8. LNR Communications Inc. Introducing. Microwave Journal. 1994, No. 6, pp. 88.
9. R. E. Askew, H. J. Wolkstein. RCA Review. 1981, **42**, No. 12, pp. 661-671.
10. S. A. Peskovatskii, A. M. Korolev, V. V. Myshenko, A. V. Myshenko, V. I. Pidlachii. MSMW 2001 Symposium Proceedings. 2001, June 4-9, Kharkov, Ukraine.
11. А. М. Королев. Радиофизика и радиоастрономия. 2003, **8**, №3, pp. 246-252.
12. А. М. Королев. Радиофизика и радиоастрономия. 2002, **7**, №3, pp. 273-288.
13. Agilent Technologies Products Technical Data. 2002. Application Note 1175, pp.1-7.
14. J. D. Gallego and M. W. Pospieszalski. National Radio Astronomy Observatory Electronics Division Internal Report No. 286, Charlottesville, VA, March 1990, 26 p.
15. Sander Weinreb, Dan L. Fenstermacher and Ronald W. Harris. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1982, **MTT-30**, No. 6, pp. 849-853.
16. Coilcraft Introducing. Applied Microwave & Wireless. 1997, Jan/Feb., p. 6.
17. Toko America Inc. Introducing. Applied Microwave & Wireless. 1997, Sept/Oct., p. 6.

Peculiarities of HEMT Ultra-Low-Noise Amplifier Implementation at Non-Cryogenic Cooling Level

A. M. Korolev, V. M. Shulga

In the present work, the conditions are evaluated and experimental verification is made of the possibility to implement the ultra-low-noise L-band amplifier under moderate (non-cryogenic) cooling. Noise temperatures of about 10 and 15 K were obtained for -50 and -100 Celsius ambient temperatures respectively (the called as Peltier cooling level). First of all, this was due to using the Q-metering of the input matching circuit elements.