

## Сверхмалозумящие криогенно охлаждаемые усилители на псевдоморфных гетероструктурных полевых транзисторах

А. М. Королев, В. М. Шульга

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

*Статья поступила в редакцию 7 февраля 2007 г.*

Предложен новый подход к разработке криогенно охлаждаемых малошумящих усилителей в диапазоне  $0.5 \div 4$  ГГц. Особое внимание уделено устойчивости и шумовым характеристикам при криогенных температурах. При охлаждении до  $20 \div 80$  К шумовая температура представленных устройств составляет единицы градусов Кельвина. Такие значения являются лучшим результатом для устройств на коммерчески доступных псевдоморфных гетероструктурных полевых транзисторах (РНЕМТ) и близки к характеристикам аналогов на фосфидиндиевых НЕМТ, специально предназначенных для охлаждаемых усилителей. Основная область применения разработанных усилителей – радиоастрономические приемные устройства, в которых эти усилители могут использоваться в качестве входных или как усилители промежуточных частот.

### Введение

Построение приемных систем максимальной чувствительности, в первую очередь радиоастрономических, решающим образом зависит от характеристик особого класса электронных устройств – глубоко охлаждаемых сверхмалозумящих усилителей (СМШУ). Используемый как входной либо как усилитель промежуточных частот СМШУ обычно имеет коэффициент усиления  $20 \div 30$  дБ и полосу рабочих частот до октавы. Шумовая температура лучших образцов СМШУ в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн составляет единицы, в миллиметровом – десятки градусов Кельвина [1].

В области разработок СМШУ ведущая тенденция последних 20-ти лет – использование полевых транзисторов на полупроводниках типа АЗВ5 с барьером Шоттки, охлаждаемых криогенными микроохлаждающими устройствами до  $12 \div 20$  К [2]. Здесь были со-

средоточены усилия многих коллективов исследователей и разработчиков, и в настоящее время наблюдается полное вытеснение “классических” сверхвысокочастотных СМШУ – параметрических и квантовых парамагнитных. При этом процесс совершенствования транзисторных СМШУ продолжается. В первую очередь это касается важнейшей характеристики – шумовой температуры. Немаловажны также параметры, которые можно условно назвать эксплуатационными: устойчивость, экономичность, способность работать при неглубоком охлаждении. Показательно, что быстрое распространение транзисторных СМШУ обусловлено именно их универсальностью, широкополосностью и эксплуатационными преимуществами.

Постоянное усложнение радиоастрономических задач повышает требования ко всем вышеперечисленным характеристикам СМШУ и актуализирует проблему

их совершенствования. Этому же способствует появление транзисторных структур новых поколений, позволяющих реализовывать недостижимые ранее характеристики, например, октавную полосу, шум-фактор на уровне сотых долей децибела и потребляемую мощность в единицы (и менее) милливатт на каскад. Зачастую их надо получать одновременно.

Особенность текущего этапа развития технологии транзисторных СМШУ – по сути состоявшийся переход к транзисторным гетероструктурам с высокой подвижностью электронов (НЕМТ, в частности, псевдоморфным – РНЕМТ, на фосфиде индия – InP-НЕМТ). Количество работ, направленных на раскрытие и реализацию потенциальных возможностей этого нового класса активных элементов, быстро растет.

Настоящая работа посвящена двум актуальным вопросам. Первый касается определения минимально достаточного уровня охлаждения. Представляется совершенно очевидным, что замена двухступенчатых холодильных машин ( $3 \div 20$  К) на упрощенные одноступенчатые рефрижераторы ( $40 \div 80$  К) будет способствовать резкому снижению стоимости СМШУ, большую часть которой составляет именно цена холодильной машины. Второй вопрос заключается в выяснении возможности использования в охлаждаемых СМШУ не специально спроектированных, дорогих и малодоступных, транзисторов, а приборов широкого применения. Естественно, без ухудшения основного классификационного параметра – шумовой температуры. Последняя, как уже было сказано выше, у современного СМШУ не должна превышать единиц градусов Кельвина.

В настоящей статье будет показано, что в дециметровом диапазоне и в начале сантиметрового диапазона СМШУ с характеристиками, близкими к рекордным либо их превышающими, вполне реализуем с использованием доступных РНЕМТ широкого применения, охлажденных до  $20 \div 80$  К. Общий подход к проектированию таких СМШУ, включая основные расчетные про-

цедуры и схемно-конструктивные особенности, представлен ниже. Эффективность предлагаемого подхода демонстрируется на примере разработки ряда СМШУ для имеющего большую практическую важность диапазона  $0.5 \div 4$  ГГц.

## 1. Выбор транзисторов и особенности процедуры расчетов

В настоящий момент наилучшим комплексом характеристик среди гетероструктурных полевых транзисторов, доступных для приобретения, обладают псевдоморфные НЕМТ. Основываясь на паспортных данных фирм-изготовителей, авторы остановили выбор на семействе РНЕМТ ATF3-X-143 с шириной затвора  $400 \div 1600$  мк.

При выборе конкретных типов транзисторов для первых каскадов использованы дополнительные правила отбора, выработанные из условий физической реализуемости высокоимпедансного индуктивного элемента входной согласующей цепи [3]. Транзисторы вторых каскадов выбирались с учетом близости их выходного импеданса  $S_{22}$  к стандартному значению 50 Ом, а оптимального импеданса источника – к  $S_{22}$  транзистора первого каскада. В итоге, использованы ATF33143 ( $Q_1$ ) и ATF34143 ( $Q_2$ ) – в усилителе в диапазоне  $0.5 \div 1$  ГГц; ATF38143 ( $Q_1$ ) и ATF34143 ( $Q_2$ ) – в усилителе в диапазоне  $1 \div 2$  ГГц; ATF35143 ( $Q_1$ ) и ATF34143 ( $Q_2$ ) – в усилителе в диапазоне  $2 \div 4$  ГГц.

Важнейшая задача, решаемая при проектировании СМШУ – синтез входной согласующей цепи, обеспечивающей широкополосное согласование транзистора по входу, т. е. оптимальное значение приведенного к транзистору комплексного импеданса  $Z$ . Критерий оптимальности, если устойчивость полагать обеспеченной, – минимизация шумовой температуры.

Для определения конфигурации и параметров элементов входной согласующей цепи необходимы сведения о базовых шумовых параметрах транзисторов: оптимальном импедансе источника  $Z_{\text{opt}}$ , шумовой

проводимости  $G_n$ , минимальной температуре собственных шумов  $T_{\min}$ . Измерение указанных характеристик как функций частоты при криотемпературах представляет сложную техническую задачу, поэтому обычно для расчетов прибегают к процедуре экстраполяции “теплых” значений согласно той или иной модели (см., например, [4]). Нами использована макропараметрическая модель, ранее хорошо зарекомендовавшая себя при расчете шумовых характеристик НЕМТ в дециметровом диапазоне при “комнатных” температурах [3]. В рамках этой модели базовые шумовые параметры транзистора вычисляются из соотношений [3, 5]:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} Z_{\text{opt}} &= \Phi / \omega C_{\text{gs}}, \\ \operatorname{Im} Z_{\text{opt}} &= 1 / \omega C_{\text{gs}}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$T_{\min} = 2T_{\text{ph}} / \Phi Q_{\text{in}},$$

$$G_n = \frac{T_{\text{ph}}}{T_0} \frac{\omega G_{\text{gs}}}{\Phi^2 Q_{\text{in}}} = T_{\min} \frac{\omega G_{\text{gs}}}{2\Phi T_0},$$

где  $T_0 = 290$  К;  $T_{\text{ph}}$  – физическая температура кристалла транзистора;  $C_{\text{gs}}$  – емкость затвор-исток;  $\omega$  – циклическая частота сигнала;  $\Phi$  – оптимальный декремент источника, значение которого для РНЕМТ составляет приблизительно 0.6 при комнатной температуре и 0.3 при 20 К;  $Q_{\text{in}}$  – собственная добротность входной цепи транзистора на частоте  $f$ . Измеренное значение  $Q_{\text{in}}$  для семейства РНЕМТ ATF 33143, 34143, 35143, 38143 близко к величине  $75/f$ , где  $f$  измеряется в гигагерцах. Температура  $T_{\text{ph}}$  достаточно точно вычисляется стандартным образом на основании паспортных данных о термосопротивлении кристалл–корпус. Ориентировочное значение 0.3 для оптимального декремента выбрано на основании хорошо известного факта о примерно двойном падении действительной (активной) части оптимального декремента источника при охлаждении полевых транзисторов до температур  $12 \div 20$  К.

Для нахождения требуемых характеристик входного согласующего звена выражения (1) подставлялись в хорошо известное шумовое уравнение (в импедансной форме):

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

где  $T_n$  – шумовая температура полевого транзистора;  $Z_{\text{opt}}$  – оптимальный импеданс источника сигнала (при  $T_n = T_{\min}$ ).

Для трансформации стандартного сопротивления источника 50 Ом в приводимый к транзистору импеданс  $Z$  использована двухэлементная Г-образная согласующая цепь (L1, TL1 на рис. 1). Критерий численной компьютерной оптимизации электрических параметров L1 и TL1 – минимум шумовой температуры в центре диапазона при равенстве крайних значений.

Межкаскадная согласующая цепь рассчитывалась по значениям S-параметров транзисторов, измеренных прибором P4-23 по месту установки на подложку, и оптимизировалась экспериментально. Критерий – максимальный запас по устойчивости при охлаждении усилителя до 20 К (см. ниже).

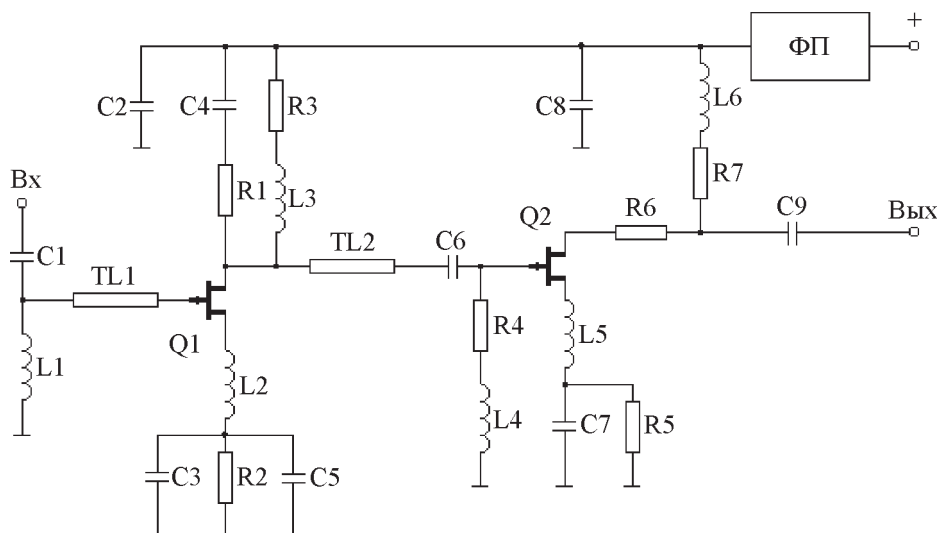
## 2. Обеспечение устойчивости

В целом вопрос об устойчивости при конструировании СМШУ – один из важнейших [6], и ему было уделено особое внимание. Этот вопрос удобно рассматривать, записав известное условие (критерий) устойчивости:

$$\frac{1 + |\Gamma_s \Gamma_1 D|^2 - |\Gamma_s S_{11}|^2 - |\Gamma_s S_{22}|^2}{2|\Gamma_s \Gamma_1| |S_{12} S_{21}|} > 1, \quad (2)$$

$$D = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12},$$

где  $S_{ij}$  – элементы S-матрицы транзистора,  $\Gamma_s$  и  $\Gamma_1$  – коэффициенты отражения источ-



**Рис. 1.** Принципиальная схема сверхмалошумящего усилителя:  $C1, C3, C6, C9$  – SMD 0805, 100 пФ;  $C2, C5, C7, C8$  – SMD 0603, 0.1 нФ;  $C4$  – SMD 0603, 2 нФ;  $R1 \div R7$  – SMD 0603, 20 Ом;  $L1$  – 5 нГн;  $L3, L4$  – 10 нГн;  $L6$  – 2 нГн;  $L2, L5$  – 1 нГн. Собственная добротность  $L1, TL1$  – не менее 200 в полосе  $1 \div 2$  ГГц при комнатной температуре. ФП – помехоподавляющий фильтр, затухание на частотах выше 100 кГц – не менее 60 дБ. Значения характеристик элементов приведены для усилителя в диапазоне  $1 \div 2$  ГГц

ника (вход) и обобщенной нагрузки (выход) соответственно. Из анализа выражения (2), как, впрочем, и из самых общих представлений, понятно, что для увеличения устойчивости желательно минимальное отражение сигнала на входе и выходе каскада.

Поскольку приводимый к транзистору оптимальный импеданс (или, в иной терминологии, оптимальный комплексный коэффициент отражения) жестко определен условиями согласования на минимум шум-фактора, то минимизация отражения физически означает нейтрализацию отраженной от транзистора волны. Для этого существует несколько способов. Наиболее эффективны бесшумная отрицательная обратная связь, осуществляющая компенсацию отраженной волны, и невзаимное устройство (поглощение отраженной волны). Установка на входе усилителя невзаимного ферритового устройства (вентили, циркулятора) имеет существенные недостатки, особенно если импеданс источника нестандартен [7]. К тому же в дециметровом диапазоне большие неудобства создают

габариты таких изделий. В нашем случае применена обратная связь (источковые индуктивности  $L2, L5$ , см. рис. 1).

Для снижения межкаскадного отражения (отражение от обобщенной нагрузки) в рассматриваемом устройстве была исключена цепь коррекции амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). В процессе натурного макетирования было установлено, что меры по коррекции АЧХ (+6 дБ/октава), заключающиеся в построении межкаскадной согласующей цепи как фильтра низких частот, несовместимы с получением необходимого запаса по устойчивости 1-го каскада. Именно в первой четверти рабочего диапазона (где корректирующая цепь имеет максимальное отражение по входу) активная компонента входного импеданса 1-го каскада принимает нулевое и даже отрицательное значение. Введение в цепь коррекции диссипативных элементов, обычно практикуемое в таких случаях, приводит к росту тепловых шумов и потому возможно лишь в минимальной степени. В данном

случае резисторы R1, R3, R4 включены в цепь сигнала выше (R1) либо ниже (R3, R4) рабочего диапазона частот.

Добавление 3-го каскада с цепями коррекции в принципе возможно, но вряд ли рационально: практически всегда СМШУ – усилитель предварительный, за которым следует усилитель основной (выходной). В нем (выходном усилителе) выполняема любая требуемая коррекция АЧХ.

В соответствии с изложенным авторами была принята за основу двухкаскадная схема со структурой межкаскадной согласующей цепи, оптимизированной по критерию максимальной устойчивости 1-го каскада. Активная часть входного импеданса 2-го каскада действием отрицательной обратной связи приводится к величине активной части выходного импеданса 1-го каскада. Фактически межкаскадная цепь в нашем случае осуществляет только согласование реактансов. Такое построение позволило исключить все признаки неустойчивости в нижней части рабочего диапазона и увеличило запас по устойчивости во всем рабочем диапазоне.

Отдельно необходимо уделить внимание устойчивости на частотах выше рабочего диапазона. Специфика здесь заключается в практической невозможности гарантировать низкий коэффициент отражения на входе, поскольку комплексный импеданс источника (облучатель, смеситель) вне полосы рабочих частот может изменяться в очень широких пределах. В значительной степени это относится и к импедансу обобщенной нагрузки. Для решения проблемы устойчивости выше полосы рабочих частот в предлагаемом усилителе был задействован механизм принудительного снижения собственного коэффициента усиления транзисторов (MAG).

По сравнению с паспортным значением напряжение сток–исток транзисторов снижалось в 1.5 (комнатная температура) – 3 (охлаждение до 20 К) раза. При этом, с учетом действия обратной связи, коэффициент усиления 1-го каскада близок к 15 дБ, и этого значения вполне достаточно для ре-

шения основной задачи – минимизации шум-фактора. Проблемы с устойчивостью на верхнем краю (и выше) рабочего диапазона исчезают. Этому же способствует и рациональная структура обобщенной нагрузки 1-го каскада, которая благодаря наличию элементов R1, C4, R3 до частоты 10 ГГц имеет коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) не более 4.

Цепь L3, R4 предотвращает генерацию 2-го каскада на низких частотах (единицы – десятки мегагерц), к которой склонны глубоко охлажденные НЕМТ.

Устойчивость 2-го каскада на высоких частотах обеспечивается диссипативной нагрузкой – аттенуатором на резисторах R6, R7. В итоге, устойчивость усилителя в целом гарантируется вплоть до значения КСВН источника сигнала равного 5 при 20 К и 8 при комнатной температуре. В подавляющем большинстве практических приложений такого запаса по устойчивости вполне достаточно.

### 3. Цепи постоянного тока и конструкция

Общепринятым способом организации режима по постоянному току транзисторов охлаждаемого СМШУ является использование токовых мониторов [8, 9]. В прототипе описываемого устройства [10] также применялась эта техника. Охлаждаемые СМШУ, построенные по такому принципу, содержат минимум два модуля: охлаждаемый, собственно усилительный, модуль “обслуживается” отдельным модулем питания и режимов. Модуль питания и режимов обычно содержит до трех кремниевых операционных усилителей на один транзистор сигнального модуля (см., например, [9]). Наличие кремниевых микросхем (ниже 200 К не работоспособных) делает невозможной моноблочную конструктивную реализацию СМШУ, наиболее предпочтительную по ценовой эффективности и целому ряду эксплуатационных параметров (надежности, помехозащищенности и т. п.). А традиционная конструк-

ция СМШУ, из двух связанных многожильным кабелем модулей, особенно неудачна для устройств дециметрового диапазона, в котором радиопомехи от телевидения и мобильной связи приводят к необходимости тщательной многоступенчатой фильтрации на всех (4-х и более) тоководах.

Как видно из рис. 1, предлагаемый усилитель имеет единственный ввод питания, а схема в целом самодостаточна, т. е. никакие “теплые” сервисные модули (естественно, за исключением источника питания) не требуются. Режимы транзисторов задаются и стабилизируются местной отрицательной обратной связью (т. н. автосмещение – R2, R5). Переход из режима “комнатный” в режим “охлаждаемый” осуществляется простым снижением напряжения питания с 1.5 до 1/0.75 В (при изменении температуры от 80 до 20 К). При этом, с учетом физических свойств использованных РНЕМТ и действия автосмещения, обеспечивается близкий к оптимальному режим по постоянному току. Крутизна выбранных РНЕМТ, даже при пониженном напряжении сток–исток, высока (30 ÷ 60 мСм), и глубина обратной связи по постоянному току вполне достаточна для получения долговременной нестабильности усиления не более 0.1 дБ.

Суммарное токопотребление усилителя близко 50, 30 и 15 мА при комнатной температуре и охлаждении до 80 и 20 К соответственно. Без предварительного отбора экземпляров транзисторов этот режим устанавливается автоматически с точностью 20 %.

Следует уточнить, что в целом метод автосмещения хорошо известен. Но возможность ограничиться только этим способом стабилизации режима в диапазоне криогенных температур в литературных источниках отражения не находила.

Разработанные усилители имеют моноблочную конструкцию, напрямую улучшающую масс-габаритные и ценовой параметры. Специальных тестов на надежность и помехозащищенность не проводилось, однако, по результатам эксплуатации,

сравнивая СМШУ в моноблочном и стандартном исполнении, можно сделать вывод о предпочтительности именно моноблочной конструкции.

Усилители изготовлены по обычной технологии печатных плат, но с использованием навесных элементов сигнального тракта, включая линии и индуктивные элементы. Тем самым нейтрализуются низкие электротехнические (большой тангенс угла диэлектрических потерь) и теплофизические качества использованного материала подложки – стеклотекстолита СТЭФ-1. Коэффициенты температурного расширения подложки и керамических SMD-конденсаторов заметно отличаются, поэтому при монтаже к токоведущим шинам конденсаторы припаивались либо через гибкие элементы из медной фольги, либо непосредственно к проводным линиям. Таким образом обеспечиваются достаточная стойкость к термоциклированию и, на частотах до 4 ГГц, приемлемые электрические характеристики. Эта технология в плане ценовой эффективности выгоднее традиционной, предполагающей использование подложек и пассивных элементов, согласованных по коэффициентам температурного расширения.

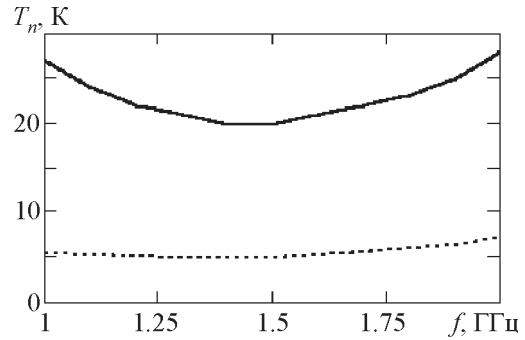
Наконец, следует остановиться на еще одном важном моменте. Нередко импеданс реального источника сигнала заметно отличается от значения 50 Ом, для которого оптимизированы представленные усилители. В таких случаях оптимальная стратегия заключается в отказе от универсализма, т. е. приведения входного импеданса СМШУ и выходного импеданса источника к стандартной величине 50 Ом. Здесь, в плане минимизации шумовой температуры и неравномерности АЧХ, более выгодно интегрированное, моноблочное построение системы источник–СМШУ. Именно такой подход показал свою эффективность при создании усилителей промежуточной частоты для приемников 3-миллиметрового диапазона со смесителями на диодах с барьером Шоттки [11, 12].

#### 4. Результаты тестирования усилителей и их обсуждение

Основные характеристики усилителей показаны в таблице. Значения шумовой температуры приведены для центра полосы рабочих частот. На рис. 2 показана зависимость шумовой температуры усилителя в диапазоне 1 ÷ 2 ГГц от частоты. Шумовые характеристики усилителей в диапазоне 0.5 ÷ 1 ГГц и 2 ÷ 4 ГГц качественно подобны.

В таблице приведены и характеристики лучших в настоящий момент лабораторных изделий [13, 14] на InP-HEMT специальной разработки. Преимущества этих устройств или минимальны, или отсутствуют. Если же проводить сравнение с аналогичными устройствами на GaAs-HEMT и PHEMT широкого применения, то картина существенно меняется. Шумовые температуры таких усилителей, даже охлажденных до 12.5 К, близки либо больше полученных нами уже при 80 К [15-17]. Сама же возможность использования коммерчески доступных транзисторов весьма ценится, так как явно свидетельствует о воспроизводимости результатов и их практической значимости.

Касательно приведенных в таблице значений шумовой температуры необходимо сделать уточнение. Измерение шумовых температур с точностью в доли градуса – сложная техническая задача, пока не нашедшая универсального решения. Обычная ситуация, когда описанию прецизионной



**Рис. 2.** Зависимости шумовой температуры  $T_n$  усилителя в диапазоне 1 ÷ 2 ГГц от частоты при комнатной температуре (сплошная линия) и при охлаждении до 80 К (пунктирная линия). Абсолютная погрешность не более 2 К

техники (рекордная абсолютная точность 0.5 К [14]), калибровочных процедур и анализу погрешностей посвящается до трети объема публикации. Используемая авторами настоящей работы методика – известный Y-метод, с резистивным шумовым генератором [13, 14]. Измерительная система, которой располагали авторы, имела абсолютную погрешность около 2 К. Соответственно указанная в таблице шумовая температура разработанных нами СМШУ представляет собой оценочную величину (при 20 К). Авторы уверены, что это – “оценка сверху”, поскольку, экстраполируя результаты измерений при 80 К, при охлаждении до 20 К следует ожидать шумовых температур не выше 1 ÷ 1.5 К.

**Таблица.** Основные характеристики усилителей

Ссылка	Полоса рабочих частот, ГГц	Коэфф. усиления, дБ	КСВН по входу	Шумовая температура, К		
				290 К	80 К	20 К
Настоящая работа	0.5 ÷ 1	30	<2	25 ± 2	<5	<2
	1 ÷ 2	27	<2.5	30 ± 2	5 ± 2	<2
	2 ÷ 4	27	<2.5	40 ± 2	8 ± 2	<2
[13], Швеция	3.4 ÷ 4.6	26	<2.5	35 ± 5	–	2.8 ± 0.4
[14], США–Швеция	4 ÷ 8	27	<2.5	31 ± 2	–	1.4 ± 0.4

## 5. Выводы

Результаты, полученные в настоящей работе, свидетельствуют о возможности разработки СМШУ с шумовой температурой порядка единиц градусов Кельвина на коммерчески доступных транзисторах PHEMT. Выход на сверхмалощумящий режим возможен уже при охлаждении до  $20 \div 80$  К. Используемый для достижения этих результатов подход, включая расчетные процедуры, схемные и конструктивные решения, универсален для широкого диапазона частот (3 октавы). Разработанные СМШУ показали высокую эффективность при работе в составе радиоастрономических приемных систем.

## Литература

1. Whelean J. J. Low-Noise Amplifiers – Then and Now // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2002. – Vol. 50, No. 3. – P. 806-813.
2. Webber J. C. and Pospieszalski M. W. Microwave instrumentation for radio astronomy // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2002. – Vol. 50, No. 3. – P. 968-995.
3. Королев А. М. Особенности согласования полевых транзисторных структур на минимум шум-фактора в дециметровом диапазоне // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2002. – Т. 7, №3. – С. 273-288.
4. Pospieszalski M. W. Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1989. – Vol. 37, No. 9. – P.1340-1350.
5. Королев А. М., Шульга В. М. Сверхмалощумящие усилители на дециметровый диапазон: особенности расчета и конструкции // *Материалы 13-й Международной Крымской конференции “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”.* – Севастополь (Украина). – 2003. – С. 156-158.
6. Королев А. М. Повышение устойчивости малощумящих усилителей на HEMT // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2003. – Т. 8, №3. – С. 317-325.
7. Королев А. М., Шульга В. М. Режим сверхнизких шумов в широкополосном неохлаждаемом усилителе на PHEMT в дециметровом диапазоне // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2003. – Т. 8, №1. – С. 21-27.
8. Agilent Technologies Products Technical Data. High Intercept Low Noise Amplifiers for 1500 MHz through 2500 MHz Using the ATF-34143 Low Noise PHEMT. – 2002. – Application Note 1175. – P. 1-7. [www.semiconductor.agilent.com](http://www.semiconductor.agilent.com).
9. Gallego J. D. and Pospieszalski M. W. Design and Performance of Cryogenically-Coolable, Ultra Low-Noise, L-Band Amplifier // *National Radio Astronomy Observatory Electronics Division Internal Report.* – No. 286 Charlottesville, VA, March 1990, 26 P.
10. Korolev A. M., Shulga V. M. Ultra-low-noise cooled microwave PHEMT amplifiers for radio astronomy applications // *Proceedings of the Fifth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Sub-Millimeter Waves.* – Kharkov (Ukraine). – 2004. – P. 894-895.
11. Piddyachiy V. I., Korolev A. M., Shulga V. M. A very low noise integrated 3-mm-wave Schottky diode mixer and PHEMT amplifier // *Int. J. Infrared Millimeter Waves.* – 2005. – Vol. 26, No. 10. – P. 1381-1388.
12. Forkman P. M., Piddyachiy V. I., Korolev A. M., Mishenko V. V., Mishenko A. V., and Shulga V. M. An uncooled very low noise Schottky diode receiver front-end for middle atmospheric ozone and carbon monoxide measurements // *Int. J. Infrared Millimeter Waves.* – 2006. – Vol. 27, No. 1. – P. 25-35.
13. Risacher C., Belitsky V. Low Noise Cryogenic IF Amplifiers for Super Heterodyne Radioastronomy Receivers // *Proc. 30th Int. Symposium on Space Terahertz Technology.* – Boston (USA). – 2002.
14. Wadefalk N., Mellberg A., Angelov I., Barsky M., Bui S., Choumas E., Grundbacher R. W., Kollberg E. L., Lai R., Rorsman N., Starski P., Stenarson J., Streit D. C., Zirath H. Cryogenic Wide-Band Ultra-Low-Noise IF Amplifiers Operating at Ultra-Low DC Power // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2003. – Vol. 51, No. 6. – P. 1705-1711.
15. Pospieszalski M. W., Gallego J. D., and Lakatos W. J. Broadband, Low-Noise, Cryogenically-Coolable Amplifiers in 1 to 40 GHz Range // *IEEE Microwave Theory and Techniques Digest.* – 1990. – Vol. MTT-S. – P. 1253-1256.
16. Angelov I., Wadefalk N., Stenarson J., Kollberg E. L., Starski P., Zirath H. On the Performance of Low-Noise Low-DC-Power-Consumption Cryogenic Amplifiers // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2002. – Vol. 50, No. 6. – P. 1480-1485.
17. Angelov I. M., Stoev I. K., Ivanov Z. G., Todorov B. N., Spasov A. I., Kollberg E. L., Lindstrom C. O., and Wendemo B. L. Low Noise Cooled Amplifiers – Simulation and Design // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1992. – Vol. 40, No. 2. – P. 389-399.



**Надмалешумкі криогенно  
охолоджені підсилювачі  
на псевдоморфних гетероструктурних  
польових транзисторах**

**О. М. Королев, В. М. Шульга**

Пропонується новий підхід до розробки малешумких криогенно охолоджуваних підсилювачів діапазону 0.5 ÷ 4 ГГц. Особливої уваги приділяється стабільності та шумовим характеристикам за криогенних температур. З охолодженням розроблених пристроїв до 20 ÷ 80 К отримано шумову температуру на рівні кількох градусів Кельвіна. Це є найкращим результатом серед пристроїв на комерційно-доступних псевдоморфних гетероструктурних польових транзисторах (PHEMT) і наближається до характеристик аналогів на фосфід-індієвих HEMT, спеціально розрахованих для охолоджуваних підсилювачів. Основна сфера застосування розроблених підсилювачів – радіоастрономічні приймальні пристрої, де ці підсилювачі можуть використовуватися як вхідні або як підсилювачі проміжних частот.

**Ultra-Low-Noise Cryogenic PHEMT  
Amplifiers**

**A. M. Korolev and V. M. Shulga**

A novel approach is suggested to design the cryogenically cooled low-noise amplifiers for the frequency range 0.5 to 4 GHz with emphasis on noise and stability performances. When cooled to 20 ÷ 80 Kelvin, the noise temperature of the represented devices, being about a few degrees Kelvin, shows to be the best for the devices on commercially available PHEMTs being close to those using special-purpose cooled InP-HEMTs. The major scope of application for such devices are radio astronomy receivers where these amplifiers can be used either as input or IF ones.