

Режим сверхнизких шумов в широкополосном неохлаждаемом усилителе на РНЕМТ в дециметровом диапазоне

А. М. Королев, В. М. Шульга

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

Статья поступила в редакцию 9 июля 2002 г.

В работе предлагается метод разработки малошумящих широкополосных усилителей на НЕМТ, базирующийся на адекватном диапазоне выборе транзисторных структур. На примере расчета и экспериментального исследования усилителя в дециметровом диапазоне показано, что транзисторы широкого применения допускают реализацию сверхмалошумящего режима согласования, при котором шумовая температура усилителя T_n в основном определяется минимальной температурой шумов транзистора $T_{\min} : T_n/T_{\min}$ не превышает 1.2. Полученные результаты позволяют прогнозировать возможность дальнейшего снижения шумов широкополосных усилителей дециметрового диапазона до уровня 10 К без использования криоохлаждения.

У роботі пропонується підхід до розробки малошумлячих широкополосних підсилювачів на НЕМТ, що базується на адекватному до діапазону виборі транзисторних структур. На прикладі розрахунків та експериментального дослідження підсилювача в дециметровому діапазоні показано, що транзистори широкого вжитку допускають реалізацію надмалошумлячого режиму узгодження, за якого шумова температура підсилювача T_n здебільшого залежить від мінімальної температури шумів транзистора $T_{\min} : T_n/T_{\min}$ не перевищує 1.2. Отримані результати дають змогу прогнозувати можливість подальшого зниження шумів широкополосних підсилювачів дециметрового діапазону до рівня 10 К без застосування криоохолодження.

Введение

Прогресс в решении актуальной задачи электроники СВЧ – снижение шумов усилительных устройств – в значительной степени обусловлен появлением новых видов малошумящих полевых транзисторов с барьером Шоттки – гетероструктур с высокой подвижностью электронов (НЕМТ). Для усилителей, которые должны иметь особо низкий уровень шумов, дополнительно используется криоохлаждение. Этот метод, безусловно эффективный, мало пригоден для устройств широкого применения. В то же время, по крайней мере в “низкочастотной” области (дециметровый и

начало сантиметрового диапазона), принципиально имеется возможность создания неохлаждаемых усилителей сверхмалошумящего класса, поскольку расчетное значение собственной шумовой температуры T_{\min} неохлаждаемых транзисторов в этом диапазоне составляет $2 \div 12$ К [1]. В современных лучших образцах усилителей удается получать эквивалентную температуру шумов усилителя T_n в диапазоне $25 \div 45$ К [2, 3]. Следовательно, потенциальные возможности уже существующих транзисторов не исчерпаны.

Целью настоящей работы является определение условий (а также разработка соответствующей схемотехники), обеспечивающих

максимальное приближение шумовых характеристик широкополосных усилителей дециметрового диапазона к собственным параметрам активных элементов. По сути это означает выход на режим сверхмалых шумов без использования криоохлаждения. Образец широкополосного сверхмалошумящего усилительного устройства, демонстрирующий эффективность предлагаемого подхода, разработан для имеющего большую практическую значимость частотного диапазона $1 \div 2$ ГГц.

2. Активные элементы

Широкая номенклатура выпускаемых промышленностью транзисторов в принципе позволяет решить основную задачу конструирования малошумящего устройства – обеспечение оптимального согласования со стандартным (50 Ом) источником сигнала. С широкозатворными структурами условия оптимального согласования в дециметровом диапазоне могут быть выполнены, по крайней мере в узкой полосе, без использования трансформирующих цепей. При этом исключается источник шумов, связанный с потерями в этих цепях. Вопрос о возможности построения подобного широкополосного устройства более сложен. Способ решения, не требующий детального экспериментального определения параметров эквивалентной шумовой схемы транзистора, дает приведенная в [4] “диаграмма реализуемости”. Диаграмма указывает значение емкости затвор-исток (C_{gs}), при котором можно осуществить широкополосное согласование на минимум шум-фактора одноэлементной распределенной цепью. Для псевдоморфных НЕМТ (РНЕМТ) и диапазона $1 \div 2$ ГГц значения емкости C_{gs} составляет $1 \div 2$ пФ. В качестве дополнительного критерия отбора рассматривалась возможность упрощенного каскадирования (приближения сопротивления сток-исток к 50 Ом).

В ряду доступных РНЕМТ этим условиям удовлетворяет транзистор ATF34143 фирмы Хьюлетт-Паккард.

Оценку пригодности выбранной транзисторной структуры в плане предельных шумовых характеристик можно сделать по расчет-

ному значению T_{\min} . В рамках методики макропараметров [4] выражение для T_{\min} записывается в виде:

$$T_{\min} = 2T_{\text{физ}}/\Phi Q_{in}, \quad (1)$$

где $T_{\text{физ}}$ – физическая температура кристалла транзистора (далее 292 К), Φ – феноменологический параметр (для РНЕМТ $\Phi \approx 0.7$), Q_{in} – эквивалентная добротность входа цепи исток-затвор.

Измерения, выполненные авторами для ATF34143, в малошумящем режиме (напряжение сток-исток 3 В, ток стока 25 мА) на частоте 1.5 ГГц дают значения Q_{in} в интервале $35 \div 40$. Соответственно ожидаемая величина $T_{\min} = 22$ К, что хорошо согласуется с данными изготовителя.

Следует отметить, что структурам с большей граничной частотой и меньшей шириной затвора свойственны заметно большие значения Q_{in} и, следовательно, меньшие T_{\min} . Например, Q_{in} , рассчитанная по параметрам эквивалентной схемы НЕМТ-структуры FHR02X (изготовитель – фирма Фуджицу), составляет 107 ± 10 ($\Phi \approx 0.6$; $T_{\min} = (9 \pm 1)$ К). В то же время для согласования такой структуры необходима особо высокодобротная входная цепь с высокоимпедансным индуктивным звеном, а для обеспечения устойчивости – диссипативная нагрузка в цепи стока. Как результат, в реальных усилителях с НЕМТ шумовая температура близка к 40 К [5] и сравнима с температурой T_n усилителей на “классических” MESFET [6].

Авторам настоящей работы более продуктивной представляется альтернативная концепция выбора активного элемента: предпочтителен транзистор с большим значением T_{\min} , но не требующий сложных многоэлементных согласующих цепей и, в особенности, с диссипативными элементами. Одновременно облегчается введение глубокой местной отрицательной обратной связи (ООС), обеспечивающей низкое значение КСВН (менее 1.5) без включения на входе усилителя невзаимного элемента.

Эффективность такого подхода демонстрируется ниже на примере широкополосного двухкаскадного усилителя.

3. Двухкаскадный усилитель на диапазон 1÷2 ГГц

Упрощенная принципиальная схема усилителя без цепей питания показана на рис. 1. Оптимальный в указанном выше смысле выбор транзистора позволяет ограничиться единственным “внешним” согласующим элементом – $L1$ ($L2$ – во втором каскаде). Элементы $L3$, $L4$ – выводы истока транзисторов. Конструктивно транзисторы подключены только одним из выводов истока, и при высокой крутизне характеристики ATF34143 (≈ 100) это позволяет получить необходимую глубину отрицательной обратной связи. ООС является основным фактором устойчивости и получения удовлетворительного КСВН по входу (не более 2 в диапазоне 0.8÷1.7 ГГц и не более 3 на частоте 2 ГГц). Глубина обратной связи в первом каскаде на 3 дБ больше (усиление соответственно меньше) из-за относительно низкого входного импеданса 2-го каскада.

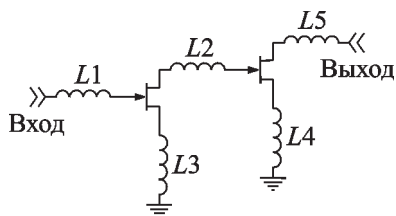


Рис. 1. Упрощенная принципиальная схема усилителя на РНЕМТ типа ATF34143. Цепи питания, включая дроссельные шлейфы, не показаны. Элементы $L1$ и $L2$ – отрезки линий передачи: $L1$ – спиральная линия ($\rho = 180$ Ом, $l = 0.015$ м), $L2$ – проводная линия ($\rho = 150$ Ом, $l = 0.01$ м)

Усилитель не содержит функционально обособленных цепей частотной коррекции. Вынос корректирующих цепей за пределы первых двух каскадов принципиален, поскольку, как было установлено в процессе макетирования, чисто реактивная межкаскадная корректирующая цепь

несовместима с получением входного КСВН менее 4. Цепь с диссипативными элементами отрицательно влияет на шумовые характеристики и также неприемлема. В то же время незначительная неравномерность (см. рис. 2) и монотонный характер спада АЧХ легко позволяют провести необходимую коррекцию в последующих каскадах.

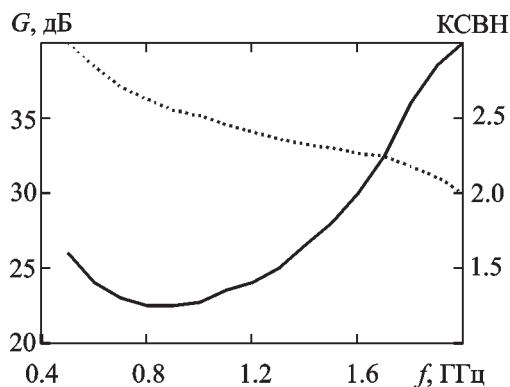


Рис. 2. Зависимости КСВН (сплошная линия) и коэффициента усиления G (пунктирная линия) от частоты

Таким образом, предлагаемая конструкция усилителя содержит только два согласующих элемента, выполненных в виде отрезка цилиндрической спирали ($L1$) и воздушной проволочной перемычки ($L2$). На рис. 1 указаны значения волнового сопротивления и электрической длины (соответственно ρ_1 , ρ_2 и l_1 , l_2), оптимизированные по комплексному критерию равенства шумовых температур на краях заданного интервала частот (1 ÷ 2 ГГц) при минимальном отклонении значения T_n от T_{\min} в середине интервала.

Процедура оптимизации выполнялась с использованием аналитического выражения для T_n как суммы шумовых вкладов первого (T_1) и второго (T_2) каскадов:

$$T_n = T_1 + T_2/G_1, \quad (2)$$

где G_1 – коэффициент усиления первого каскада. Его частотная зависимость с достаточ-

ной точностью аппроксимируется функцией вида $G_1 = 33 - 8f$ (здесь и далее f – частота, ГГц). Эта зависимость построена на основании общих представлений об АЧХ каскада в режиме согласования на минимум шум-фактора (монотонное уменьшение 3 дБ на октаву [7]) и справочных данных АТФ34143. Дополнительно, из-за работы каскада в режиме сильного рассогласования по входу и выходу и наличия ООС, было сделано экспериментальное уточнение G_1 в виде калибровочного измерения коэффициента усиления в середине рабочего диапазона частот.

Выражения для T_1 и T_2 могут быть записаны как [4]:

$$T_i = T_{ci} + T_{ci} \frac{\pi f C_{gs}}{\Phi \operatorname{Re} Z_i} \left[\left(\frac{\Phi}{2\pi f C_{gs}} - \operatorname{Re} Z_i \right)^2 + \left(\frac{0.6}{\pi f C_{gs}} - \operatorname{Im} Z_i \right)^2 \right], \quad (3)$$

где с учетом распределенных свойств $L1$ и $L2$ компоненты приводимого ко входу транзистора импеданса $\operatorname{Re} Z_i$ и $\operatorname{Im} Z_i$ с достаточной точностью можно представить в виде:

$$\operatorname{Re} Z_i = R_s \left(1 + \operatorname{tg}^2 2\pi l_i f / c \right), \quad (4)$$

$$\operatorname{Im} Z_i = \rho_i \operatorname{tg} 2\pi l_i f / c. \quad (5)$$

В (4) и (5) индекс “ i ” принимает значения 1 и 2 для первого и второго каскадов соответственно, R_s – сопротивление источника (50 Ом), c – скорость света. Измеренное значение C_{gs} в указанном выше режиме близко к 1.3 пФ.

Оптимальные (критерий оптимизации см. выше) значения ρ_i и l_i составляют: $\rho_1 = 180$ Ом, $\rho_2 = 150$ Ом, $l_1 = 0.015$ м, $l_2 = 0.01$ м.

Минимальную шумовую температуру каскада (T_{ci}) с входным согласующим элементом L_i можно выразить через Q_{in} , Φ и доброт-

ность элемента L_i в виде [4]:

$$T_{ci} = \frac{2T_{\text{физ}}}{\Phi} \left(\frac{f}{f_0 Q_{in}} + \frac{f_0}{f Q_i} \right), \quad (6)$$

где f_0 – частота, на которой производились измерения входной добротности транзистора и входного элемента l_i (Q_{in} и Q_i соответственно). Измеренные на частоте 1.5 ГГц величины добротностей составляют: $Q_1 = 160 \pm 10$; $Q_2 = 130 \pm 10$; $Q_{in} = 35 \div 40$.

Графическое представление расчетной зависимости шумовой температуры двухкаскадного усилителя от частоты показано на рис. 3 сплошной линией. Точность, с учетом исходных допущений расчетной методики и погрешности измерения входящих в (2)-(6) величин, близка к 10 %.

Результаты измерений шумовой температуры, выполненные известным методом “двух температур” с использованием криоохлаждаемого резистивного шумового генератора, показаны на рис. 3 отрезками вертикальных линий. Легко видеть, что расхождение расчета и эксперимента в заданном частотном интервале не превышает погрешности измерений.

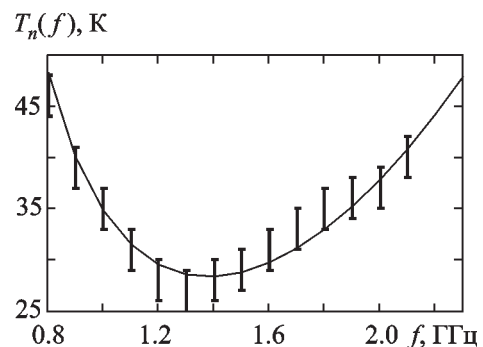


Рис. 3. Зависимость эквивалентной температуры шумов усилителя от частоты (источник с активным импедансом 50 Ом). Сплошная линия – расчетная характеристика. Отрезками вертикальных линий показаны результаты измерений с учетом погрешности

Оптимальное значение сопротивления шумового генератора, определенное по измерениям средней (в полосе $1 \div 2$ ГГц) шумовой температуры, составляет (50 ± 10) Ом, что подтверждает корректность выполнения оптимизационной процедуры.

Шумовая температура усилителя в полосе октавы не превышает 35 К, а в диапазоне $1.15 \div 1.75$ ГГц составляет (27 ± 2) К. Частотные зависимости КСВН и коэффициента усиления G_i показаны на рис. 2.

Приведенные экспериментальные данные демонстрируют эффективность предложенных схемных решений и расчетной методики, позволивших реализовать неохлаждаемое сверхмалозащумящее усилительное устройство. Подчеркнем, что использован “экономически эффективный” широкодоступный тип РНЕМТ (и легко воспроизводимая схемотехника), в то время как в близких по параметрам аналогах нередко специально отобранные экземпляры либо даже заказные типы транзисторов. Для такого специально спроектированного прибора вполне реализуемым представляется значение $Q_{in} \approx 100$, поскольку характерные Q_{in} более высококачественных РНЕМТ (сантиметрового диапазона) еще выше. Например, у распространенного ATF36077 (чип) на частоте 1.5 ГГц входная добротность $Q_{in} \approx 150$. Полагая возможным изготовление относительно низкочастотного высокочастотного РНЕМТ (со значением C_{gs} в интервале $1 \div 2$ пФ при длине затвора 0.25 мкм и $Q_{in} \approx 100$), можно сделать прогноз относительно шумовых характеристик соответствующего усилителя: $T_n = (10 \pm 2)$ К в полосе не менее октавы.

4. Особенности реализации низкого КСВН и использования невзаимного элемента

Для ряда практических приложений, например, при работе с удаленным источником с частотно-зависимым импедансом (широкополосные облучатели), необходимы малошумящие усилители с особо низким (менее 1.5) входным КСВН. Существует три основных метода снижения КСВН: балансная схема

(в широкополосных устройствах дециметрового диапазона малоэффективна), обратная связь, входной невзаимный элемент.

Глубина отрицательной обратной связи в СВЧ диапазонах редко превышает несколько децибел, т. к. “бесшумная” ООС (индуктивность в цепи истока) снижает устойчивость усилителя к внеполосной генерации, и снизить КСВН до уровня менее 1.5 только с ее помощью обычно не удается. В этом случае наиболее часто практикуется установка на входе усилителя ферритового вентиля. Последний для минимизации потерь реализуется на основе ферритового циркулятора с резистивной концевой нагрузкой в “холостом” плече. Тепловые шумы этой нагрузки при определенных условиях могут стать причиной существенного повышения значения T_n усилителя [8]. Это несложно показать, записав выражение для шумовой температуры устройства с циркулятором на входе:

$$T_{nc} = L_c T_n + (L_c - 1) T_{физ} + T_{физ} \left[\frac{(K_s - 1)}{(K_s + 1)} \right]^2, \quad (7)$$

где два первых члена описывают шум диссипативных потерь (L_c) в рабочем плече циркулятора (источник – усилитель), а третий член представляет шумы собственной резистивной нагрузки циркулятора, мощность которых пропорциональна физической температуре нагрузки. Коэффициентом пропорциональности является коэффициент отражения (волн мощности) источника сигнала, выраженный через его КСВН (K_s).

Прямые потери в современных циркуляторах в дециметровом диапазоне составляют десятые доли децибела даже для серийных изделий. Значение L_c специальных циркуляторов, которыми комплектуются сверхмалозащумящие усилители, не превышает 0.1 дБ, а порождаемый этими потерями шум – единиц градусов. Ситуация с шумом, отраженным от источника, иная. КСВН реальных источников (смесители супергетеродинных приемников, антенны и др.) практически всегда больше 1.5 и нередко равен 2. В этом случае третий член

в (7) составит $12 \div 32$ К, а суммарное увеличение шумов – до 40 К, что и было зафиксировано в экспериментах с описанным выше усилителем (и циркулятором типа ФЦК-3-83) при КСВН источника равном 2. Для источника с КСВН ≈ 2 без циркулятора наблюдался рост интегральной температуры T_n на 15 К (в полосе $1.2 \div 1.8$ ГГц). При КСВН источника равном 1.05 включение циркулятора увеличивало значение T_n на 10 К.

Таким образом, использование циркулятора накладывает жесткие ограничения на импеданс источника и для широкополосного усилителя, ориентированного на достижение минимальной температуры T_n , вряд ли приемлемо. Альтернативным решением (безусловно, оправданным экономически) представляется все-таки использование углубленной отрицательной обратной связи, максимальное использование преимуществ которой возможно при подавлении внеполосной неустойчивости. И в этом контексте следует еще раз вернуться к вопросу о выборе активных элементов усилителя.

Выше уже указывалось на непродуктивность упрощенного подхода к выбору транзисторов малошумящего усилителя по принципу: минимальная собственная шумовая температура или, при прочих равных условиях, максимальная граничная частота. Сказанное полностью относится и к устройствам с углубленной ООС: чем выше граничная частота транзистора, тем в большей полосе необходимо обеспечивать запас по фазовому набегу в кольце ООС. Эта задача особенно сложна в СВЧ диапазонах ввиду “распределенных” свойств пассивных элементов.

Как итог можно сформулировать следующую рекомендацию разработчикам усилителей с низким КСВН: из числа приборов с удовлетворительными шумовыми характеристиками предпочтение следует отдавать транзисторам с минимальной граничной частотой и заранее планировать введение углубленной ООС.

Вариант представленного усилителя с дополнительным индуктивным элементом в

цепи истока первого транзистора в полосе $0.9 \div 1.8$ ГГц обеспечивает КСВН не более 1.5 при незначительном (25 %) росте шумовой температуры и сохранении устойчивости до $K_s \leq 5$.

5. Выводы

В работе предлагается подход к разработке малошумящих широкополосных усилителей на НЕМТ, базирующийся на адекватном диапазоне выборе транзисторных структур. На примере расчета и экспериментального исследования усилителя в дециметровом диапазоне показано, что транзисторы широкого применения допускают реализацию сверхмалошумящего режима согласования, при котором шумовая температура усилителя в основном определяется минимальной температурой шумов транзистора (T_n/T_{\min} не более 1.2). Полученные результаты позволяют прогнозировать возможность дальнейшего снижения шумов широкополосных усилителей дециметрового диапазона до уровня 10 К без криоохлаждения.

Литература

1. M. W. Pospieszalski, J. D. Gallego and W. D. Lakatos. In Proc. 1990 MTT-S Int. Microwave Symp., pp. 1253-1256.
2. Miteq's introducing. Microwave Journal. 2001, **44**, No. 9, pp. 16.
3. А. М. Королев, А. П. Крутько, С. А. Песковацкий. Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. 1998, вып. 2 (472), с. 14-17.
4. А. М. Королев. Радиофизика и радиоастрономия. 2002, **7**, №2, с. 273-288.
5. J. D. Gallego and M. W. Pospieszalski. National Radio Astronomy Observatory Electronics Division Internal Report, Charlottesville, VA, March 1990, No. 286, 26 p.
6. А. М. Королев, А. П. Крутько, С. А. Песковацкий. Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. 1993, вып. 2 (456), с. 3-4.
7. Brian Hughes. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1993, **MTT-41**, No. 2, pp. 190-198.
8. M. W. Pospieszalski. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1986, **MTT-34**, No. 4, pp. 451-453.

Ultra-Low-Noise Operation of Broadband Uncooled PHEMT Amplifier in Ultrahigh-Frequency Band

A. M. Korolev, V. M. Shulga

In this paper, an approach to the design of broadband HEMT LNA is proposed, based on the selection of the transistor type adequate to the operation band. By way of the L-band am-

plifier, the feasibility of ultra-low-noise matching of general-purpose FET is shown. Under these conditions, the noise temperature of the amplifier (T_n) is dominantly determined by the minimum noise temperature of the transistor (T_{\min}) i. e. $T_n/T_{\min} \leq 1.2$. The obtained results permit predicting the possibility of broadband LNA noise reduction down to 10 K without cryogenic cooling.