

Повышение устойчивости малошумящих усилителей на НЕМТ

А. М. Королев

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

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2003 г.

В настоящей работе описывается способ повышения устойчивости усилителей на НЕМТ, основанный на непосредственном каскадировании в сочетании с местной обратной связью. Теоретически и экспериментально подтверждена возможность предотвращения паразитной генерации вне рабочей полосы частот усилителя без ущерба для шумовых характеристик. Эффективность предложенного подхода продемонстрирована на примере широкополосных (1 – 2 октавы) усилителей сверхмалошумящего класса.

У роботі описується спосіб підвищення стійкості підсилювачів на НЕМТ, який базується на безпосередньому каскадуванні у комбінації з місцевим зворотнім зв'язком. Теоретично і експериментально підтверджено можливість запобігання виникненню паразитної генерації поза робочою смугою частот підсилювача без деградації шумових характеристик. Ефективність запропонованого підходу продемонстровано на прикладі широкосмугових (1 – 2 октави) підсилювачів надмалошумючого класу.

1. Введение

Требования к современным малошумящим усилителям СВЧ приемных систем и непрерывное обновление их элементной базы стимулируют поиск новых решений на всех этапах разработки усилительных устройств. Одна из важнейших задач проектирования – обеспечение устойчивости усилительного каскада к паразитной генерации вне (выше) рабочего диапазона частот [1]. Появление транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ), имеющих граничные частоты до сотен гигагерц, обострило проблему устойчивости, особенно в относительно низкочастотных диапазонах (дециметровом, начале сантиметрового) длин волн.

Оценка устойчивости транзистора как такового проводится на этапе его выбора путем

вычисления т. н. инвариантного коэффициента устойчивости (K_s):

$$K_s = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}| \cdot |S_{12}|},$$

где $D = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$, S_{ij} – элементы S -матрицы транзистора [1]. Частотный интервал безусловной устойчивости соответствует $K_s > 1$, $D > 1$. В противном случае устойчивость условна и некоторые сочетания импедансов нагрузок могут привести к паразитной генерации. Импедансы, при которых устойчивость сохраняется, можно определить в терминах допустимого коэффициента отражения источника (Γ_s) и нагрузки (Γ_l), которые на завершающем этапе расчета включают синте-

зированные ранее согласующие цепи:

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

Если Γ_s и Γ_l не удовлетворяют (1), то схема усилителя дополняется невязимыми элементами и демпфирующими диссипативными цепями, а также вводится отрицательная обратная связь (ООС).

Основные расчетные процедуры, включая расчет устойчивости в рабочей полосе частот, в настоящее время отработаны достаточно хорошо. Ситуация с внеполосной (т. е. вне полосы рабочих частот) устойчивостью совершенно иная. Проблемы здесь возникают из-за сложности адекватного электродинамического описания пассивных элементов согласующих цепей. Строгий расчет Γ_s и Γ_l обобщенных нагрузок во всем многообразии их реализаций на частотах, значительно превышающих рабочие частоты усилителя, практически невыполним. Прогноз внеполосной устойчивости носит, как правило, оценочный характер, и, в конечном счете, все решает натурное макетирование. В такой ситуации существенную пользу приносят схемотехнические приемы, априорно увеличивающие устойчивость. В первую очередь (вследствие простоты и эффективности) это введение диссипативных элементов, предотвращающих нежелательные режимы полного отражения.

Основное возражение против введения диссипативных цепей в малошумящий усилитель (МШУ) связано с генерируемыми в этих цепях тепловыми шумами. Так, простейшая диссипативная нагрузка – резистор в цепи стока – без существенного ухудшения шум-фактора каскада применима только в криоохлаждаемых усилителях [2]. Небезупречны в указанном смысле и цепи с частичным включением резистивного элемента (RL , RC) [3].

Основной задачей настоящей работы был поиск такого схемотехнического решения, при котором вводимые для повышения внеполосной устойчивости диссипативные цепи не оказывали бы заметного отрицательного влияния

на шумовые характеристики. Ниже предлагается возможный вариант решения указанной задачи, основанный на использовании “встроенного диссипатора” – активной части входного импеданса каскада с ООС.

2. Обоснование принципиальной возможности непосредственного каскадирования

Подавляющее большинство малошумящих усилителей выполняется по многокаскадной структурной схеме с общим усилением порядка 30 дБ. В таком усилителе (с количеством каскадов более одного) естественным образом уже присутствует цепь, которую можно рассматривать как нешумящий диссипатор. Такой цепью для транзистора первого каскада является вход второго каскада, охваченного местной последовательной ООС.

В первом приближении, эквивалентная схема входной цепи НЕМТ (чип) представляет собой последовательно включенные конденсатор (емкость затвор-исток, C_{gs}) и резистор (омическое сопротивление потерь, R_{gs}). Расчетное значение эквивалентной добротности цепи $R_{gs} C_{gs}$ велико (десятки единиц в см диапазоне и сотни – в дециметровом), и функции демпфирования она выполнять не может. Однако если определить действующее значение добротности входа ($Q_{вх}$) корпусного НЕМТ, то картина выглядит иначе. Обратные связи (внутренние и внешние, порожденные паразитными реактивностями корпуса) радикально воздействуют на $Q_{вх}$, вызывая ее уменьшение. Запишем выражение для $Q_{вх}$ через модуль (ρ_{11}) и фазовый угол (ϕ_{11}) соответствующего элемента S -матрицы (S_{11}):

$$Q_{вх} = \frac{2\rho_{11} \sin \phi_{11}}{1 - \rho_{11}^2}. \quad (2)$$

Подстановка в (2) S -параметров НЕМТ (например, распространенного транзистора ATF34143 с шириной затвора 800 мкм) в дм диапазоне дает $Q_{вх} \approx 7$ на частоте 1 ГГц. Собственный (последовательный) резонанс наблю-

дается на частоте 3.5 ГГц, где входное сопротивление чисто активное и близко к 25 Ом. На частотах выше 3.5 ГГц $Q_{\text{вх}} \leq 2$. Подобные численные характеристики близки к желаемым параметрам демпфирующей цепи. Выбирая транзистор с шириной затвора 200 ÷ 1600 мкм, можно получить необходимую величину емкости демпфера.

Величина сопротивления (R), а следовательно и добротности, корректируема, причем независимо от емкости. Как известно [4], “бесшумная” ООС, возникающая при введении в цепь стока полевого транзистора индуктивности (L_s), проявляется в росте действительной части входного импеданса каскада на величину $R_{\text{оос}}$:

$$R_{\text{оос}} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} \frac{1}{1 + R_n / R_{\text{вых}}},$$

где g_m – крутизна транзистора, $R_{\text{вых}}$ и R_n – действительные части выходного импеданса транзистора и его нагрузки соответственно. Полное выражение для входного импеданса каскада с ООС сложнее, но вполне достаточно выяснить зависимость $Q_{\text{вх}}$ от L_s и R_n . Полагая второй каскад работающим в режиме согласования по выходу ($R_n = R_{\text{вых}}$), несложно получить выражение для зависимости действительной добротности входа каскада с ООС от частоты (f):

$$Q_{\text{вх}} = [2\pi f (R_{gs} C_{gs} + 2g_m L_s)]^{-1} \approx \frac{1}{4\pi f g_m L_s}.$$

Подставляя численные значения, легко убедиться в том, что на частотах выше 3 ГГц (“внеполосные” частоты усилителей дм диапазона) $Q_{\text{вх}}$ приближается к единице при $L_s \approx 0.3$ нГн, т. е. достаточная глубина ООС обеспечивается за счет индуктивности выводов истока корпусного транзистора. Для бескорпусной структуры достаточно включенного в цепь истока отрезка провода диаметром 0.2 мм и длиной 0.5 ÷ 1.5 мм.

Таким образом, нагрузка транзистора в дм диапазоне реализуема в виде демпфирующей цепи. В см диапазоне фаза коэффициента отражения такой нагрузки меняет знак (здесь корректно RL -представление), но низкая добротность (и демпфирующие свойства) сохраняется. У бескорпусных структур RC -представление корректно примерно до 10 ГГц.

В соответствии с самыми общими представлениями об устойчивых системах подобное построение нагрузки должно способствовать повышению устойчивости, но оно явно не оптимально в плане межкаскадного согласования. В МШУ до появления НЕМТ непосредственное каскадирование если и использовалось, то вследствие технологической необходимости (монолитные схемы). Обосновать допустимость непосредственного каскадирования можно ответив на вопрос о достижимом коэффициенте усиления.

Примем в качестве допустимого 10 %-ое превышение шума усилителя над шумами 1-го каскада. Тогда достаточный коэффициент усиления в 1-м каскаде (K_1) составит $K_1 \geq 10T_2/T_1$, где T_2 и T_1 – шумовые температуры второго и первого каскадов соответственно. При отсутствии специальной межкаскадной согласующей цепи для идентичных транзисторов $T_2 > T_1$. Это отличие можно минимизировать рациональным выбором транзистора второго каскада. Критерий выбора здесь – близость действительной части оптимального импеданса источника ($\text{Re} Z_{\text{сопт}}$) к выходному сопротивлению первого каскада. Желательно наличие у транзистора второго каскада низкого шумового сопротивления (порядка 10 Ом).

В дм диапазоне указанным критериям удовлетворяют, например, РНЕМТ модельного ряда ATF3-X-143 (изготовитель – фирма Agilent): ATF35143+ATF34143, ATF34143+ATF33143 (до 2 ГГц); ATF34143+ATF34143 (1÷2 ГГц); ATF34143+ATF35143 (2 ГГц и выше). Для устройств более экономичных (или более высокочастотных) можно рекомендовать структуры с меньшей шириной затвора: ATF36077+ATF35076, FHC40LG+FHX0,4X (Fujitsu) и др. В целом номенклатура НЕМТ

широка и позволяет сделать близкий к оптимальному выбор. В настоящей работе использованы ATF34143 и ATF36077, что вызвано следующим. ATF34143 широко распространен и по комплексу своих параметров удачно отражает особенности НЕМТ (РНЕМТ) дм диапазона. ATF36077 имеет сверхнизкое значение шум-фактора (0.45 дБ на частоте 12 ГГц) и рекомендован изготовителем к использованию в см диапазоне. Для дм диапазона приводятся не данные прямых тестов, а результаты экстраполяции, что уже является косвенным признаком сложностей в реализации устойчивого режима. Расчет показывает возможность реализации режима абсолютной устойчивости ($K_s > 1$, см. выше) у ATF36077 только на частотах выше 15 ГГц (для сравнения, у ATF34143 – уже с 5 ГГц). В дм диапазоне и большей части см диапазона устойчивость условна, и это делает ATF36077 хорошим объектом для проверки методов повышения устойчивости.

На частотах до 3 ГГц НЕМТ имеют оптимальный коэффициент усиления (K_{opt} , в режиме согласования на минимум шум-фактора) не менее 40 о. е. (16 дБ). Предположив, что $T_2 \approx 2T_1$, получаем $K_{opt} > K \geq 20$. Однако измерение K_{opt} осуществляется в специальном тестовом модуле и в узких частотных полосах. В широкополосном каскаде, тем более с ООС, в режиме рассогласования по выходу усиление заведомо ниже. Для ответа на вопрос о реализуемом коэффициенте усиления были выполнены эксперименты.

3. Экспериментальный усилитель

В экспериментах использована тестовая усилительная ячейка (см. рис. 1), подобная описанной ранее [5]. Выбранные типы транзисторов в соответствующих диапазонах имеют близкие к 50 Ом величины ReZ_{sopt} , и входная согласующая цепь содержит только индуктивный компенсатор входной реактивности ($L1$).

Измеренный входной импеданс каскада-нагрузок (ATF34143) в диапазоне 1÷3 ГГц приблизительно соответствует RC-цепи с $C = 2$ пФ и $R = 20$ Ом. Величина активной компоненты задается глубиной ООС (L_s) и

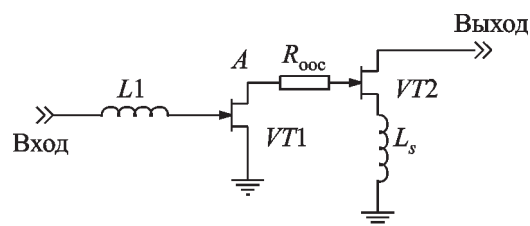


Рис. 1. Упрощенная принципиальная схема усилителя. Цепи питания/смещения не показаны, $R_{ооc}$ показан условно. VT1 – ATF34143 или ATF36077, VT2 – ATF34143

теоретически должна обеспечивать низкую (единицы) добротность нагрузки первого каскада на частотах см диапазона.

Экспериментальное определение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в данном случае могло выполняться двумя способами. Первый – измерение АЧХ обособленного каскада с нагрузкой, моделирующей реальный входной импеданс второго каскада. Второй – измерение сквозной АЧХ двухкаскадного усилителя с последующим вычитанием отдельно измеренной АЧХ второго каскада. Предпочтение было отдано второму способу как более простому и исключающему ошибки физического моделирования. Результаты измерения АЧХ первых каскадов отражены в таблице (строки K_1). Ниже эти данные будут использованы при расчете зависимости шумовой температуры двухкаскадного усилителя (T_n) от частоты.

4. Расчет зависимости эквивалентной температуры шумов от частоты

Целью расчета и последующего сравнения с экспериментом в данном случае является проверка высказанного выше предположения о возможности обеспечения внеполосной устойчивости без ущерба шумовым характеристикам. Расчетные соотношения включают выражение для шумовой температуры двухкаскадного усилителя:

$$T_n = T_1 + T_2/K_1$$

Таблица

Транзистор ATF 36077, PHEMT							
Частота, ГГц	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4
K_1 , о. е.	20	40	100	126	40	20	10
$T_{\min \text{кopp}}$, К	21	21	21	21	21	21	21
$\text{Re} Z_{\text{opt}}$, Ом	110	80	52	45	40	34	27
$\text{Im} Z_{\text{opt}}$, Ом	445	330	215	186	157	130	99
R_n , Ом	20	15	10	9.7	9.3	9	8.5

Транзистор ATF 34143, PHEMT							
Частота, ГГц	0.5	0.75	1	1.25	1.5	1.75	2
K_1 , о. е.	63	50	40	35	32	25	20
$T_{\min \text{кopp}}$, К	6.7	7.2	7.4	8.5	9.5	11	13
$\text{Re} Z_{\text{opt}}$, Ом	170	115	57	48	38	33	27
$\text{Im} Z_{\text{opt}}$, Ом	370	270	164	135	104	90	70
R_n , Ом	8	7.3	6.5	6	5.5	5	4.5

Транзистор ATF 34143, PHEMT							
Частота, ГГц	2.25	2.5	2.75	3	3.25	3.5	3.75
$T_{\min \text{кopp}}$, К	15	18	20	23	25	27	30
$\text{Re} Z_{\text{opt}}$, Ом	25	23	21	20	19.5	19	18.5
$\text{Im} Z_{\text{opt}}$, Ом	60	51	43	37	31	25	19
R_n , Ом	4.1	3.8	3.4	3	2.5	2	1.7

и базовое шумовое уравнение применительно к первому и второму каскадам, записанное в “импедансной” форме [6]:

$$T_1 = T_{\min 1} + \frac{T_0 R_{n1}}{\text{Re} Z_{s1} |Z_{\text{sopt}1}|^2} \times \left[(\text{Re} Z_{\text{sopt}1} - \text{Re} Z_{s1})^2 + (\text{Im} Z_{\text{sopt}1} - \text{Im} Z_{s1})^2 \right], \quad (3)$$

$$T_2 = T_{\min 2} + \frac{T_0 R_{n2}}{R_{s2} |Z_{\text{sopt}2}|^2} \times \left[(\text{Re} Z_{\text{sopt}2} - R_{s2})^2 + (\text{Im} Z_{\text{sopt}2})^2 \right], \quad (4)$$

где $T_{\min 1}$, $T_{\min 2}$, $Z_{\text{sopt}1}$, $Z_{\text{sopt}2}$, R_{n1} , R_{n2} – справочные шумовые параметры транзисторов 1-го и 2-го каскадов, $T_0 = 290$ К. Часто используемая (в см диапазоне) форма базового шумового уравнения в терминах коэффициентов отражения в данном случае физически неадекватна: расстояние источник-усилитель в дм диапазоне редко превышает длину волны, и волновые процессы как таковые физически не развиваются. Соответственно (3) и (4) записаны в “импедансной” форме, хотя справочные данные на СВЧ транзисторы сообщаются обычно в терминах модуля (ρ) и фазы (φ) оптимального коэффициента отражения по входу [7]. Для приведения этих данных к импедансной форме (см. таблицу) использованы формулы перехода:

$$\operatorname{Re} Z_{\text{sopt}} = 50 \frac{1 - \rho^2}{1 - 2\rho \cos \varphi + \rho^2},$$

$$\operatorname{Im} Z_{\text{sopt}} = 50 \frac{2\rho \sin \varphi}{1 - 2\rho \cos \varphi + \rho^2}.$$

При низкоимпедансной нагрузке выходной емкостью транзистора первого каскада можно пренебречь, модуль же выходного импеданса в дм диапазоне практически неизменен (для ATF36077 $|S_{22}| = 0.6 \div 0.57$). Далее для усилителя с первым каскадом на ATF36077 сопротивление источника сигнала во втором каскаде (R_{s2}) полагается чисто активным и равным 100 Ом; для усилителя с первым каскадом на ATF34143 $R_{s2} = 50$ Ом.

Оптимальный реактанс источника сигнала ($\operatorname{Im} Z_{\text{sopt}}$) может составлять сотни Ом. Поэтому, даже если элемент $L1$ выполнен в виде отрезка высокоимпедансной спирально-цилиндрической линии, в широкополосном усилителе необходимо учитывать “распределенные” свойства $L1$, в частности, эффект скрытой трансформации [8]. В приближении малых потерь для приведенного ко входу VT1 импеданса (Z_{s1}) можно воспользоваться выражениями [8]:

$$\operatorname{Re} Z_{s1} = R_s \rho^2 \frac{1 + \operatorname{tg}^2(2\pi fl/c)}{\rho^2 + R_s^2 \operatorname{tg}^2(2\pi fl/c)},$$

$$\operatorname{Im} Z_{s1} = \rho \operatorname{tg}(2\pi fl/c) \frac{\rho^2 - R_s^2}{\rho^2 + R_s^2 \operatorname{tg}^2(2\pi fl/c)},$$

где R_s – стандартное сопротивление первичного источника сигнала (50 Ом); ρ – характеристическое сопротивление линии $L1$, Ом; l – электрическая длина отрезка линии $L1$, м; c – скорость света.

О потерях во входной цепи заметим следующее. Для ATF36077 изготовитель приводит данные по T_{\min} в дм диапазоне, уже скорректированные с учетом минимума реализуемых потерь во входной согласующей цепи (≈ 0.1 дБ). Для ATF34143 на частотах $1 \div 2$ ГГц, при из-

меренном значении добротности элемента $L1$ около 200, потери приводят к незначительному росту T_{\min} (единицы К). В последующем расчете мы использовали уже скорректированные значения T_{\min} (строка $T_{\min \text{ корр}}$ в таблице).

Характеристическое сопротивление (ρ) элементов $L1$ (спирально – цилиндрических индуктивностей), определенное согласно методикам [8], составляет (400 ± 40) Ом. Электрическая длина (l) первоначально выбиралась так, чтобы резонанс входной цепи наступал в центре выбранных диапазонов (1 и 2 ГГц). Затем, в диалоговом режиме работы с ЭВМ, проводилась оптимизация l (критерий – минимальная T_n в центре диапазона и близкие значения T_n на краях). Окончательно найдено: $l = (0.02 \pm 0.005)$ м (каскад с ATF36077), $l = (0.01 \pm 0.0025)$ м (каскад с ATF34143).

Результаты расчета показаны на рис. 2, 3 и будут проанализированы ниже, вместе с обсуждением результатов эксперимента.

5. Экспериментальное определение характеристик усилителя

Для оценки устойчивости в рабочей полосе частот использовался известный иммитансный тест, заключающийся в измерении полного сопротивления по входу ($Z_{\text{вх}}$) и фиксировании частотных интервалов с отрицательным значением $\operatorname{Re} Z_{\text{вх}}$. На частотах до 4 ГГц в обоих вариантах усилителя не было выявлено интервалов с $\operatorname{Re} Z_{\text{вх}} \leq 0$, что свидетельствует о допустимости использования источников сигнала с произвольным (в полосе рабочих частот) импедансом (“ограниченно безусловная устойчивость”, согласно терминологии [1]).

Оценка внеполосной устойчивости проводилась с помощью устройства, которое представляло собой 50-омный коаксиальный тракт телескопической конструкции, соединявший вход усилителя с резистивными концевыми нагрузками. При подключении нагрузок с сопротивлением $5 \div 50$ Ом измеренный коэффициент стоячей волны по входу усилителя (КСВН) изменялся от 9 до 1.2. Варьируя длину коаксиального тракта на 50 мм, можно

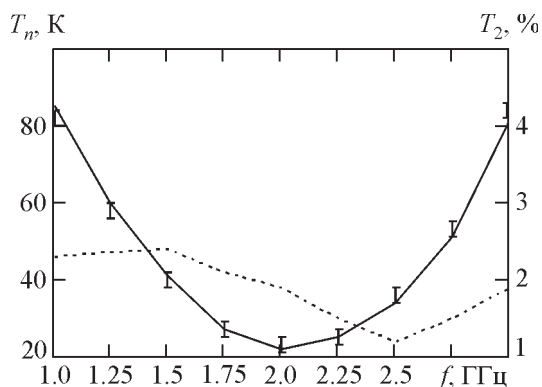


Рис. 2. Зависимость шумовой температуры (T_n) от частоты для усилителя с первым каскадом на ATF36077:

сплошная линия – расчетные значения; вертикальными отрезками показаны результаты измерений с учетом погрешности; пунктир – процентный вклад шумов второго каскада (шкала справа)

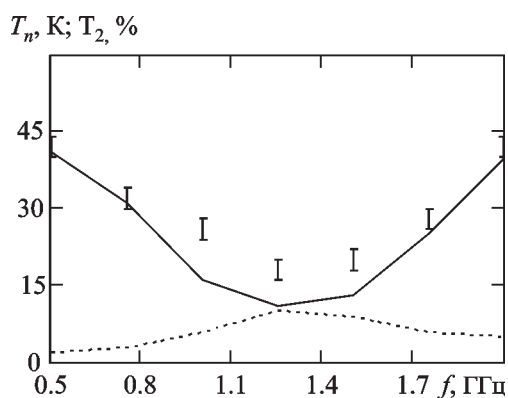


Рис. 3. Зависимость шумовой температуры (T_n) от частоты для усилителя с первым каскадом на ATF34143:

сплошная линия – расчетные значения; вертикальными отрезками показаны результаты измерений с учетом погрешности; пунктир – процентный вклад шумов второго каскада

реализовывать произвольное значение фазы коэффициента отражения при КСВН $\approx \text{const}$. На диаграмме Смита изображающая точка движется по заданному (концевой нагрузкой) кругу КСВН, пробегая всю фазовую окружность (на частоте 1.5 ГГц – один раз, на более высоких частотах – многократно). Таким

образом, задавая КСВН на минимальной частоте рабочего диапазона и варьируя длину телескопического коаксиального тракта, можно получать то же (без учета растущих с частотой потерь) значение КСВН на частотах, превышающих рабочую минимум в 10 раз. Соответственно, внеполосную устойчивость можно характеризовать максимальным КСВН (K_{sm}), при котором усилитель сохраняет устойчивость (отсутствует генерация). K_{sm} формально напоминает характеристики устойчивости в рабочей полосе (допустимые Γ_s , Γ_l), но, в отличие от последних, K_{sm} – величина условная, т. к. измеряется в 50-ом тракте.

Вводя максимально допустимый КСВН как характеристику внеполосной устойчивости, необходимо уточнить его допустимое значение и верхнюю границу диапазона частот (f_m) тестирования. В качестве f_m естественно выбрать частоту, на которой инвариантный коэффициент устойчивости транзистора становится равным единице. Для НЕМТ с шириной затвора более 800 мкм величина f_m редко превышает 5 ГГц. У 200-мкм РНЕМТ-структур f_m увеличивается до 10÷15 ГГц. Последние в дм диапазоне применяются редко. Принимая также во внимание растущие с частотой потери во входных цепях, предлагаем ограничиться f_m на уровне 10 ГГц.

Подробное исследование характеристик устойчивости предполагает установление их функциональной зависимости от стабилизирующих (дестабилизирующих) факторов. Интерес представляет, например, зависимость K_{sm} от глубины ООС во втором каскаде. На данном этапе мы ограничились качественной оценкой эффективности непосредственного каскадирования и исследовали усилительные устройства, удовлетворявшие условию $K_{sm} \geq 5$ (что вполне достаточно для практических приложений). Появление паразитной генерации в усилителе фиксировалось с помощью чувствительного широкополосного детектора, подключенного к выходу усилителя.

6. Обсуждение результатов расчета и эксперимента

Сразу укажем, что усилители с каскадами на ATF34143 удовлетворяли условию $K_{sm} \geq 5$ при различном построении межкаскадной согласующей цепи, незначительно менялась лишь необходимая глубина ООС (L_s). На рис. 4 показаны частотные зависимости эквивалентной температуры шумов усилителя (T_n) с непосредственным каскадированием, с индуктивностью на входе второго каскада и с Г-образной межкаскадной цепью. На рис. 1 дополнительные элементы включаются в разрыв, обозначенный точкой "А". В центре рабочего диапазона T_n всех вариантов усилителей приблизительно (с точностью до погрешности измерений) одинаковы. На низкочастотном краю диапазона T_n усилителя с Г-образной цепью несколько ниже, однако этот положительный эффект сопровождается увеличением значения входного КСВН усилителя от 2 в центре диапазона до 4 на частоте 500 МГц. В целом шумовые характеристики всех вариантов близки.

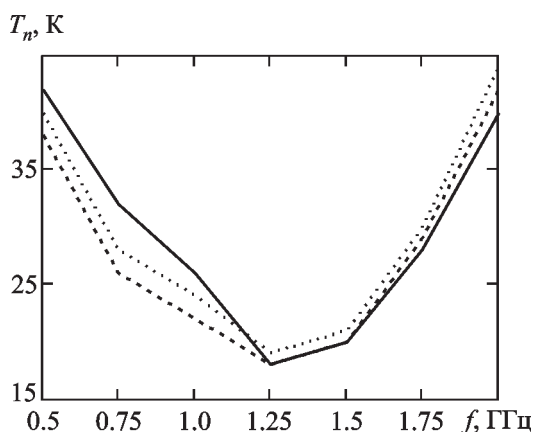


Рис. 4. Измеренная зависимость шумовой температуры (T_n) от частоты для усилителя с первым каскадом на ATF34143:

сплошная линия – усилитель с непосредственным каскадированием; “точечная” линия – усилитель с индуктивностью на входе второго каскада; пунктир – усилитель с Г-образной межкаскадной цепью. Погрешность составляет ± 2 К

Усилитель с ATF36077 имел $K_{sm} \geq 5$ только в случае непосредственного каскадирования. Иное построение межкаскадной цепи (исследовались 2- и 3-элементные конфигурации) требовало внесения резистивных элементов, иначе K_{sm} не превышал 3, а иммитансный тест усилители проходили только после индивидуальной настройки.

На рис. 2, 3 показаны расчетные и измеренные характеристики усилителей с непосредственным каскадированием. Там же отображен расчетный вклад шумов второго каскада. Легко видеть, что в усилителе с ATF36077 шумы второго каскада увеличивают общую шумовую температуру не более чем на 3%. В усилителе с ATF34143 вклад второго каскада больше, однако не превышает 10% в большей части рабочего диапазона. Некоторое превышение измеренного значения T_n над расчетным уровнем (рис. 3) можно объяснить влиянием цепи смещения, не показанной на принципиальной схеме.

Дефицит сведений о внеполосной устойчивости описанных в литературе МШУ затрудняет количественное сравнение эффективности нашего подхода и предложенных ранее схемотехнических решений. Тем не менее считаем уместным указать на конструктивную простоту и очевидную воспроизводимость описанного выше метода обеспечения устойчивости, а также отметить соответствие реализованных шумовых характеристик лучшим мировым результатам, опубликованным на данный момент [9-11].

7. Выводы

В настоящей работе исследован способ повышения устойчивости усилителей на НЕМТ, основанный на непосредственном каскадировании в сочетании с местной отрицательной обратной связью. Теоретически и экспериментально подтверждена возможность обеспечения достаточной устойчивости к паразитной генерации вне рабочей полосы частот без ущерба шумовым характеристикам. Эффективность предложен-

ного подхода продемонстрирована на примере широкополосных ($1 \div 2$ октавы) усилителей сверхмалошумящего класса в дециметровом диапазоне длин волн.

Литература

1. Н. З. Шварц. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. Москва, Радио и связь, 1987, 200 с.
2. S. Padin, D. P. Woody, J. A. Stern, H. G. LeDuc, R. Blundell, C.-Y E. Tong, and M. W. Pospieszalski. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 1996, **MTT-44**, No. 6, pp. 986-990.
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. S. Weinreb. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 1980, **MTT-28**, No. 10, pp. 1041-1054.
5. А. М. Королев, В. М. Шульга. Радиофизика и радиоастрономия. 2003, **8**, № 1, с. 21- 27.
6. Brian Hughes. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 1993, **MTT-41**, №2, с. 190-198.
7. Agilent Technologies. Low Noise Pseudomorphic HEMTs Technical Data, 2002.
8. А. М. Королев. Радиофизика и радиоастрономия. 2002, **7**, №3, с. 273-288.
9. P. S. Smith. IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 1996, **MTT-44**, No. 12, pp. 2328-2333.
10. Agilent Technologies Products Technical Data, 2002. Application Note 1175, pp.1-7.
11. C. Risacher, M. Dahlgren, V. Belitsky. GigaHertz 2001 Symposium. 2001, Nov. 26-27, Lund, Sweden.

On Increasing of Stability of HEMT Low Noise Amplifiers

A. M. Korolev

A method for increasing the stability of HEMT amplifier is described. It is based on direct cascading together with a local feedback. The possibility of preventing the parasitic oscillations out of the amplifier operation band without sacrificing its noise characteristics was confirmed both theoretically and experimentally. The efficiency of the approach suggested was demonstrated with broadband ($1 \div 2$ octave) ultra-LNA.