

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.3.049.774.2

АНАЛИЗ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА ПРИЕМНОГО ТРАКТА
НА ОСНОВЕ СМЕСИТЕЛЯ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ

© 2024 г. А. С. Коротков*, Т. Д. Чан

*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
ул. Политехническая, 29, Санкт-Петербург, 195251 Российская Федерация***E-mail: korotkov@spbstu.ru*

Поступила в редакцию 14.02.2024 г.

После доработки 17.05.2024 г.

Принята к публикации 25.07.2024 г.

Проведен анализ шумовых свойств приемного тракта на основе пассивного смесителя с управлением по току с учетом источников шума следующих устройств: входного малошумящего усилителя, собственно смесителя, выходного трансимпедансного усилителя. Проанализирован шум на выходе приемного тракта, который генерируется перечисленными группами источников шума. Найден коэффициент шума приемного тракта и его оптимальное (наименьшее) значение с учетом влияния паразитных емкостей ключей смесителя. Результаты расчета подтверждены результатами моделирования.

Ключевые слова: коэффициент шума, приемный тракт, малошумящий усилитель, пассивный смеситель с управлением по току, трансимпедансный усилитель, спектральная плотность средней мощности шума

DOI: 10.31857/S0033849424110092, **EDN:** HOCDDO

ВВЕДЕНИЕ

На выходе гомодинного приемника сигнал в основной полосе частот сосредоточен в области нулевой частоты и может быть значительно искажен фликкерным шумом. Поскольку в традиционном активном смесителе по схеме Гильберта через транзисторы протекает постоянный ток (ток смещения), то на выходе смесителя появляется фликкерный шум транзисторов, пропорциональный этому постоянному току. В работах [1–3] проведен анализ шумовых свойств смесителей на основе схемы Гильберта. Расчеты по приведенным методикам и моделирование показали, что смесители с управлением по току должны обладать меньшим уровнем шумов по сравнению со схемами Гильберта. Данное обстоятельство определяется следующим: транзисторы в смесителях с управлением по току работают в ключевом режиме, поэтому ток транзисторов практически не содержит постоянную составляющую, что уменьшает влияние фликкерного шума. Как следствие, пассивные смесители с управлением по току применяются в современных системах, особенно в широкополосных приемниках [4–7].

Физическая модель фликкерного и белого шумов в пассивных смесителях с управлением по току представлена в [8]. Согласно данной модели белый шум ключей (МОП-транзисторов в ключевом режиме), белый и фликкерный шумы трансимпедансных

усилителей (ТИУ), которые фильтруют, усиливают и преобразуют выходной ток смесителя в напряжение в основной полосе частот, проходят на выход приемного тракта в интервалы времени перекрытий импульсов сигнала гетеродина, когда ключи одновременно замкнуты. Однако в работе [9] рассматривается схема смесителя с защитными интервалами между импульсами сигналов гетеродина, что позволяет уменьшить эффект прохождения шума на выход смесителя и приемного тракта в целом. В данной работе предлагается рассмотреть обобщенную схему пассивного смесителя с управлением по току с помощью N неперекрывающихся однополярных последовательностей, как показано в [10, рис. 2].

В работе [11] отмечено, что для увеличения коэффициента передачи смесителя необходимо уменьшить внутреннее сопротивление ключей R_t в замкнутом состоянии. Однако в [11] не учтена паразитная емкость ключей. Чтобы уменьшить R_t , необходимо увеличить ширину затвора МОП-транзисторов (ключей) W и тем самым значительно увеличить их суммарную паразитную емкость C_n . Большая емкость C_n уменьшит коэффициент передачи приемного тракта и, следовательно, увеличит его коэффициент шума. В данной работе рассчитываются спектральная плотность средней мощности выходного шумового напряжения и коэффициент шума приемного тракта с учетом

источников шума в схемах малошумящего усилителя, смесителя и ТИУ с использованием результатов, изложенных в [10]. Представлена методика поиска оптимальной ширины W затвора МОП-транзисторов (ключей) смесителя с учетом паразитных емкостей ключей для минимизации коэффициента шума приемного тракта. Цель работы в целом — расчет и оптимизация коэффициента шума приемного тракта на основе выбора параметров МОП-транзисторов (ключей) смесителя.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ОБЩИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ШУМА ПРИЕМНОГО ТРАКТА

Необходимо определить параметры схемы смесителя, при которых приемный тракт, включающий малошумящий усилитель, смеситель и ТИУ, обеспечивает наименьший коэффициент шума. Для этого следует провести анализ шумов смесителя с учетом влияния усилителей по входу и по выходу. Рассмотрим общий подход к анализу шумов схемы приемного тракта, показанного на рис. 1 с использованием следующих обозначений: МШУ — малошумящий усилитель, СМ — смеситель, Г — гетеродин, ТИУ — выполняет преобразование токов в выходное напряжение; R_n — внутренний импеданс источника сигнала, который обычно является полосовым фильтром или антенной; $I_k(j\omega)$ — выходные токи смесителя, индекс k — порядковый номер плеча; $U_{\text{вых}}(j\omega)$ — напряжение на выходе приемного тракта; $Z_{\text{н.ТИУ}}(j\omega)$ — нагрузка трансимпедансного усилителя; $Z_n(j\omega)$ — выходной импеданс смесителя (или входной импеданс ТИУ), который представляется в виде параллельной RC-цепи ($R_n \parallel C_n$) для фильтрации сигнала в основной полосе частот.

Обобщенная шумовая блок-схема приемного тракта представлена на рис. 2 с использованием следующих обозначений: $S_{\text{МШУ}}$ — спектральная плотность средней мощности эквивалентных шумовых токов источников шума в МШУ; $S_{\text{ТИУ}}$ — спектральная плотность средней мощности эквивалентных шумовых токов источников шумов в ТИУ; $V_k(t)$ — управляющие сигналы гетеродина; $S_{\text{Тк}}$ — спектральная плотность средней мощности шумовых токов для каждого ключа смесителя.

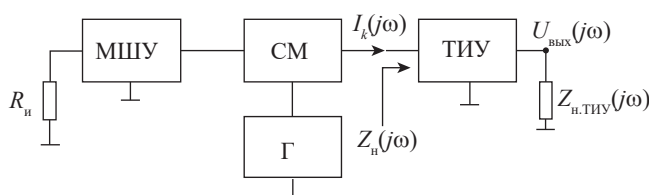


Рис. 1. Обобщенная блок-схема приемного тракта.

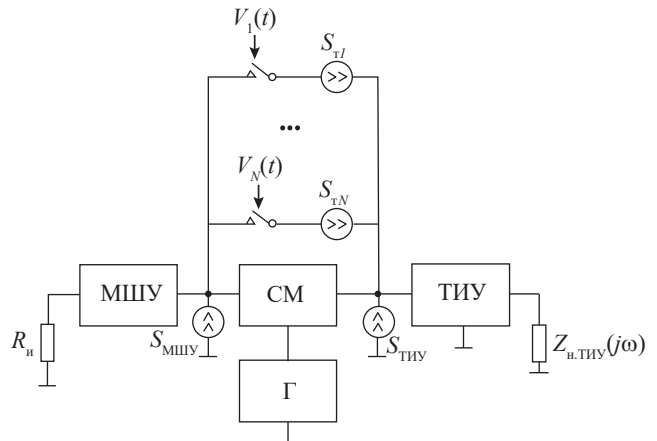


Рис. 2. Обобщенная шумовая блок-схема приемного тракта.

В МШУ шумовой генератор приведен к выходу; в СМ шумовой генератор подключен параллельно; в ТИУ шумовой генератор приведен ко входу. Предлагаемая шумовая схема позволяет эффективно анализировать вклад каждого эквивалентного источника собственного шума.

Проведем анализ воздействия собственных шумов МШУ, смесителя и ТИУ. На первом этапе определим спектральную плотность средней мощности шумового напряжения $S_{\text{вых.МШУ}}$, генерируемого МШУ на выходе приемного тракта. Для этого разомкнем выход МШУ и вход смесителя. Значения $S_{\text{МШУ}}$ определим компьютерным моделированием шумов МШУ (т.е. будем предполагать собственные шумы МШУ известными). Обобщенная шумовая блок-схема для оценки влияния $S_{\text{МШУ}}$ на характеристики полной схемы представлена на рис. 3. На втором этапе определим спектральную плотность средней мощности $S_{\text{вых.Т}}$ шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого СМ.

Для характеристики шумовых источников, обусловленных ключами смесителя в замкнутом состоянии, используем спектральную плотность средней мощности $S_{\text{Тк}}$ тепловых шумов (фликкерным шумом ключей пренебрегаем):

$$S_{\text{Тк}}(\omega) = \frac{4k_B T}{R_t},$$

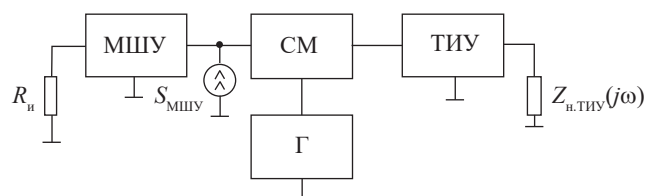


Рис. 3. Обобщенная шумовая блок-схема для оценки влияния $S_{\text{МШУ}}$ на характеристики приемного тракта.

где k_B – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

На рис. 4 показана предлагаемая шумовая схема ключа из схемы смесителя, где оба ключа предполагаются идеальными, а внутреннее сопротивление реального ключа вынесено как внешний элемент. Обобщенная шумовая блок-схема для оценки влияния S_{tk} на характеристики схемы тракта представлена на рис. 5.

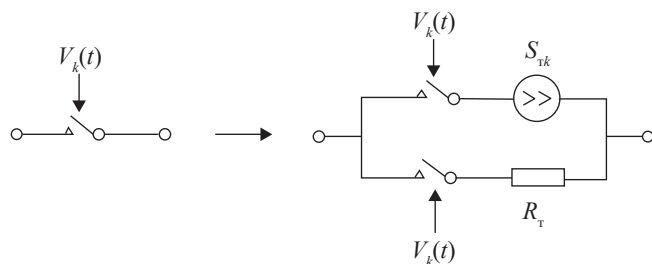


Рис. 4. Шумовая модель ключа схемы смесителя.

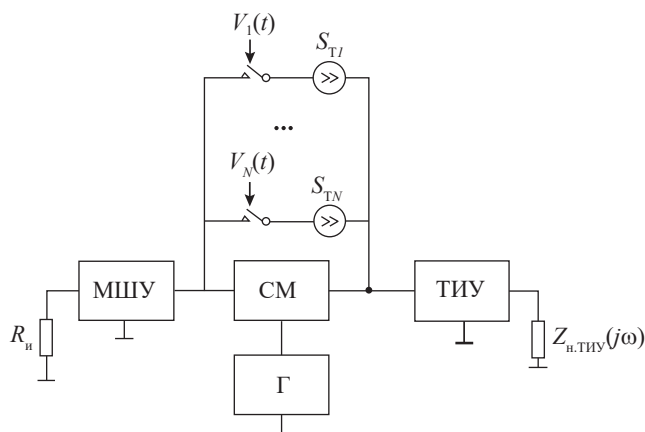


Рис. 5. Обобщенная шумовая блок-схема для оценки влияния S_{tk} на характеристики приемного тракта.

На третьем этапе определим спектральную плотность средней мощности $S_{\text{вых.ТИУ}}$ шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого ТИУ $S_{\text{ТИУ}}$. Обобщенная шумовая схема на уровне блок-схемы для оценки влияния $S_{\text{ТИУ}}$ на характеристики полной схемы представлена на рис. 6.

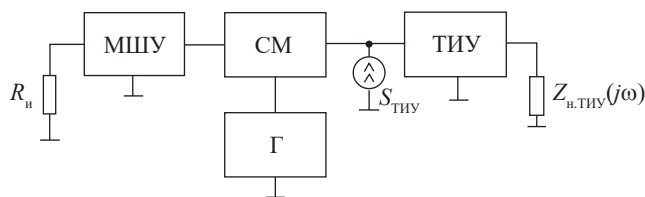


Рис. 6. Обобщенная шумовая блок-схема для оценки влияния $S_{\text{ТИУ}}$ на характеристики приемного тракта.

Таким образом, в результате определяется спектральная плотность средней мощности выходных шумовых токов на выходе смесителя, рассчитывается спектральная плотность средней мощности шумового напряжения на выходе приемного тракта, т.е. на выходе ТИУ. После этого определяется коэффициент шума приемного тракта и параметры смесителя, при которых достигается минимальный коэффициент шума приемного тракта.

2. ШУМ, ГЕНЕРИРУЕМЫЙ МШУ

Обобщенная эквивалентная шумовая схема МШУ представлена на рис. 7, где $i_{\text{ш.МШУ}}(t)$ – генератор эквивалентного шумового тока, подключенный параллельно с импедансом Z_L , который определяется выходным импедансом МШУ.

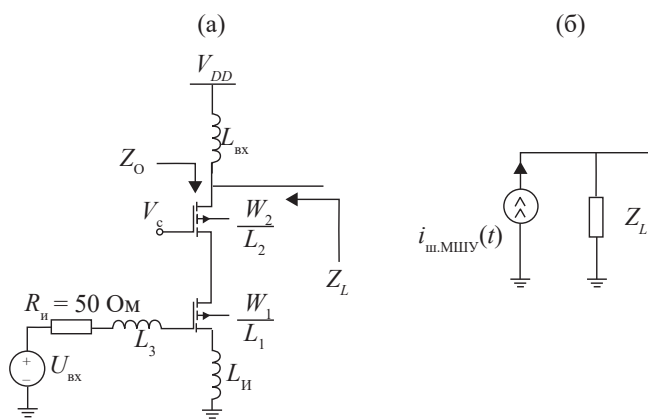


Рис. 7. Схема МШУ (а) и обобщенная эквивалентная шумовая схема МШУ (б).

Ток шумового генератора соответствует сумме токов от каждого из внутренних генераторов шума МШУ. Поскольку собственные шумы МШУ предполагаются известными, для оценки влияния МШУ на шумовые свойства тракта проведено моделирование схемы усилителя и определены спектральные плотности средней мощности $S_{\text{МШУ}}(\omega)$ для различных источников шума МШУ на входной частоте 2.5 ГГц. Шумовые свойства МШУ определяются следующими элементами: МОП-транзисторы, индуктивности, внутренний импеданс источника сигнала ($R_n = 50$ Ом). Эти источники являются независимыми, поэтому анализируются отдельно.

Для расчета $S_{\text{вых.МШУ}}$ используем результаты анализа детерминированного воздействия на смеситель согласно [10]. Определим напряжение на выходе приемного тракта через ток на выходе смесителя $I_k(j\omega)$ при воздействии эквивалентного

выходного тока МШУ $I_{\text{МШУ}}(j\omega)$. В работе [12] показано, что схема на рис. 8а эквивалентна схеме на рис. 8б при следующих соотношениях:

$$Z_{\text{ВХ}}(j\omega) = \frac{Z_{\text{Сп}}(j\omega)[Z_L(j\omega) + Z_C(j\omega)]}{Z_L(j\omega) + Z_C(j\omega) + Z_{\text{Сп}}(j\omega)}, \quad (1)$$

$$I_{\text{ВХ}}(j\omega) = \frac{Z_L(j\omega)Z_{\text{Сп}}(j\omega)}{[Z_L(j\omega) + Z_C(j\omega) + Z_{\text{Сп}}(j\omega)]Z_{\text{ВХ}}(j\omega)} \times \\ \times I_{\text{МШУ}}(j\omega) = K_1(j\omega)I_{\text{МШУ}}(j\omega), \quad (2)$$

где

$$K_1(j\omega) = \frac{Z_L(j\omega)}{Z_L(j\omega) + Z_C(j\omega)},$$

$Z_C(j\omega)$ – импеданс разделительного конденсатора C , $Z_{\text{Сп}}(j\omega)$ – импеданс суммарной паразитной емкости $C_{\text{п}}$. Рассмотрим схему на рис. 8б. Используя метод расчета, приведенный в [10, 12], представим спектр выходного тока $I_k(j\omega)$ смесителя в виде

$$I_k(j\omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} K_2(m, k) I_{\text{ВХ}}(j\omega + mj\omega_{\text{г}}), \quad (3)$$

где $\omega_{\text{г}}$ – угловая частота сигнала гетеродина, N – число плеч,

$$K_2(m, k) = \frac{Z_{\text{ВХ}}(j\omega + mj\omega_{\text{г}})}{Z(j\omega + mj\omega_{\text{г}})} \times \\ \times \left[A_m \exp(j\varphi_{m, k}) - \frac{c(\omega + m\omega_{\text{г}})}{b(\omega + m\omega_{\text{г}})[1 + g(\omega + m\omega_{\text{г}})]} \times \right. \\ \left. \times \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{A_{m+qN} \exp(j\varphi_{m+qN, k})}{[b(\omega + m\omega_{\text{г}}) + qN]Z(j\omega + (m + qN)\omega_{\text{г}})} \right],$$

$$b(\omega) = \frac{1 + j\omega R_{\text{г}} C_{\text{г}}}{j\omega_{\text{г}} R_{\text{г}} C_{\text{г}}}, c(\omega) = \\ = \frac{jN \sin\left(b(\omega)\left(\pi - \frac{\pi}{N}\right)\right) \sin\left(\frac{b(\omega)\pi}{N}\right)}{\pi\omega_{\text{г}} C_{\text{г}} \sin(b(\omega)\pi)},$$

$$g(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \frac{c(\omega)}{(b(\omega) + lN)^2 Z(j\omega + lN\omega_{\text{г}})},$$

$$Z(j\omega) = R_{\text{г}} + Z_{\text{ВХ}}(j\omega) + Z_{\text{Н}}(j\omega), A_m \exp(j\varphi_{m, k}) =$$

$$= \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{N}\right)}{m\pi} \exp\left[\frac{jm(2k-1)\pi}{N}\right].$$

Из (1)–(3) получим

$$I_k(j\omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} K_2(m, k) K_1(j\omega + mj\omega_{\text{г}}) \times \\ \times I_{\text{МШУ}}(j\omega + mj\omega_{\text{г}}). \quad (4)$$

Предполагая приемник гомодинным, рассмотрим выходной ток (4) в основной полосе частот ω . Учтем, что внутреннее сопротивление ключей в замкнутом состоянии и входной импеданс ТИУ малы, поэтому выходная нагрузка МШУ по высокой частоте представляет параллельный резонансный контур, состоящий из индуктивности L и разделительного конденсатора C . Как следствие, для максимизации коэффициента передачи смесителя $Z_L(j\omega)$ и $Z_C(j\omega)$ рассчитываются как резонансный LC-контур, настроенный на входную несущую частоту $\omega_{\text{ВХ}}$, поэтому $|K_1(j\omega)|$ в области входной частоты $\omega_{\text{ВХ}}$ значительно больше, чем $|K_1(j\omega)|$ на других частотах. Аппроксимируем сумму в формуле (4) двумя основными слагаемыми при $m = 1$ и $m = -1$. Для этих слагаемых имеем следующие равенства и приближения:

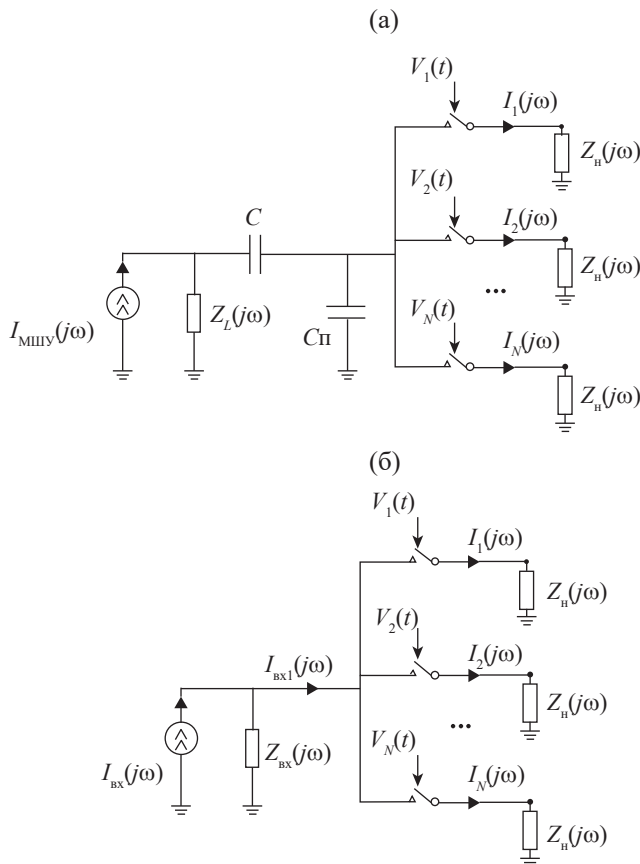


Рис. 8. Схема смесителя для расчета зависимости выходных токов $I_k(j\omega)$ от $I_{\text{МШУ}}(j\omega)$ (а) и ее эквивалентная схема (б).

$$\begin{aligned}
A_{m+qN} \exp(j\varphi_{m+qN,k}) &= \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{c(\omega + m\omega_r) A_{m+qN} \exp(j\varphi_{m+qN,k})}{[b(\omega + m\omega_r) + qN] Z(j\omega + (m + qN)j\omega_r)} \approx \\
&= \frac{\sin\left(\frac{(m + qN)\pi}{N}\right) \exp\left[\frac{j(m + qN)(2k - 1)\pi}{N}\right]}{(m + qN)\pi} = \\
&= \frac{mA_m \exp(j\varphi_{m,k})}{m + qN}, \quad \approx \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{c(\omega + m\omega_r) mA_m \exp(j\varphi_{m,k})}{(m + qN)^2 Z(j\omega + (m + qN)j\omega_r)} \approx \\
&\approx mA_m \exp(j\varphi_{m,k}) g(\omega + m\omega_r).
\end{aligned}$$

$$b(\omega + m\omega_r) = b(\omega) + m \approx m,$$

Тогда формула (4) упрощается следующим образом:

$$I_k(j\omega) \approx \sum_{m=1,-1} \frac{Z_L(j\omega + mj\omega_r) Z_{BX}(j\omega + mj\omega_r) A_m \exp(j\varphi_{m,k})}{[Z_L(j\omega + mj\omega_r) + Z_C(j\omega + mj\omega_r)] Z(j\omega + mj\omega_r) [1 + g(\omega + m\omega_r)]} I_{\text{МШУ}}(j\omega + mj\omega_r). \quad (5)$$

Из (5) следует, что выходное напряжение приемного тракта в основной полосе частот ω рассчитывается по следующей формуле:

$$\begin{aligned}
U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) &= U_{\text{ВЫХ},1}(j\omega) - U_{\text{ВЫХ},1+N/2}(j\omega) = [I_1(j\omega) - I_{1+N/2}(j\omega)] Z_{\text{ТИУ}}(j\omega) \approx \\
&\approx 2 \sum_{m=1,-1} \frac{Z_L(j\omega + mj\omega_r) Z_{BX}(j\omega + mj\omega_r) A_m \exp(j\varphi_{m,k}) Z_{\text{ТИУ}}(j\omega)}{[Z_L(j\omega + mj\omega_r) + Z_C(j\omega + mj\omega_r)] Z(j\omega + mj\omega_r) [1 + g(\omega + m\omega_r)]} I_{\text{МШУ}}(j\omega + mj\omega_r), \quad (6)
\end{aligned}$$

где $U_{\text{ВЫХ},k}(j\omega)$ – выходное напряжение ТИУ k -го плеча, $Z_{\text{ТИУ}}(j\omega) = U_{\text{ВЫХ},k}(j\omega)/I_k(j\omega)$ – передаточный импеданс каждого ТИУ. Сомножитель 2 учитывает противоположную разность фаз токов $I_1(j\omega)$ и $I_{1+N/2}(j\omega)$ в основной полосе частот.

Шумовое напряжение на выходе приемного тракта является циклостационарным. Поэтому согласно (6) спектральная плотность средней мощности $S_{\text{ВЫХ.МШУ}}(\omega)$ шумового напряжения на выходе приемного тракта в основной полосе частот ω рассчитывается по следующей формуле:

$$\begin{aligned}
S_{\text{ВЫХ.МШУ}}(\omega) &\approx 4 \sum_{m=1,-1} \left| \frac{Z_L(j\omega + mj\omega_r) Z_{BX}(j\omega + mj\omega_r) A_m \exp(j\varphi_{m,k}) Z_{\text{ТИУ}}(j\omega)}{[Z_L(j\omega + mj\omega_r) + Z_C(j\omega + mj\omega_r)] Z(j\omega + mj\omega_r) [1 + g(\omega + m\omega_r)]} \right|^2 S_{\text{МШУ}}(\omega + m\omega_r) \approx \\
&\approx 4 \left| \frac{Z_L(j\omega_r) Z_{BX}(j\omega_r) Z_{\text{ТИУ}}(j\omega)}{\pi [Z_L(j\omega_r) + Z_C(j\omega_r)] Z(j\omega_r) [1 + g(\omega_r)]} \right|^2 S_{\text{МШУ}}(\omega_r). \quad (7)
\end{aligned}$$

Как отмечено в [12], для максимизации коэффициента передачи смесителя разделительный конденсатор C выбирается так, чтобы мнимая часть суммарного импеданса $Z_L(j\omega_r) + Z_C(j\omega_r)$ была близка к нулю, поэтому

$$Z_L(j\omega_r) + Z_C(j\omega_r) \approx \text{Re } Z_L(j\omega_r).$$

Тогда соотношение (1) при $N = 4$ и следующих приближениях:

$$c(\omega_r) \approx \frac{2R_H}{\pi^2}, |Z_{BX}(j\omega_r)| \gg |Z_H(j\omega_r)|, 1 \gg \frac{R_T}{|Z_{CH}(j\omega_r)|}, \quad \text{где}$$

$$g(\omega_r) \approx \frac{2R_H}{\pi^2} \left(\frac{1}{Z(j\omega_r)} + \frac{\pi}{4|Z_{CH}(j\omega_r)|} \right),$$

$$Z_{CH}(j\omega_r) \gg \text{Re } Z_L(j\omega_r),$$

позволяет упростить формулу (7) следующим образом:

$$S_{\text{ВЫХ.МШУ}}(\omega) \approx 4|K_3|^2 S_{\text{МШУ}}(\omega_r), \quad (8)$$

$$K_3 = \frac{Z_L(j\omega_r)Z_{\text{ТИУ}}(j\omega)}{\pi \left[\operatorname{Re} Z_L(j\omega_r) \left(1 + \frac{R_H}{2\pi |Z_{C\Pi}(j\omega_r)|} \right) + R_T + \frac{2R_H}{\pi^2} \left(1 + \frac{\pi R_T}{4 |Z_{C\Pi}(j\omega_r)|} \right) \right]}.$$

3. ШУМ, ГЕНЕРИРУЕМЫЙ КЛЮЧАМИ СМЕСИТЕЛЯ

Проведем анализ воздействия шума, генерируемого транзисторами в триодном режиме, т.е. ключами в замкнутом состоянии. Эти шумы моделируются источниками шумового тока, как показано на рис. 4. Необходимо определить спектральную плотность средней мощности шумового напряжения $S_{\text{ВЫХ.Т}}$, генерируемого N ключами смесителя на выходе приемного тракта в основной полосе частот. Поскольку шумовые источники тока независимы, достаточно определить отклик в одном плече и далее просуммировать результат для N независимых источников шума.

Рассмотрим анализ схемы на рис. 9 на примере первого плеча смесителя. Составим уравнение Кирхгофа для определения тока на выходе смесителя $I_k(j\omega)$ при воздействии тока $I_{T1}(j\omega)$ с использованием методики, рассмотренной в [10]:

$$[Z_{\text{ВХ}}(j\omega) + R_T] I_{\text{ВХ1}}(j\omega) + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} Q(p, \omega) I_{\text{ВХ1}}(j\omega + pNj\omega_r) = R_T \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m \exp(j\varphi_{m,1}) I_{T1}(j\omega + mj\omega_r), \quad (9)$$

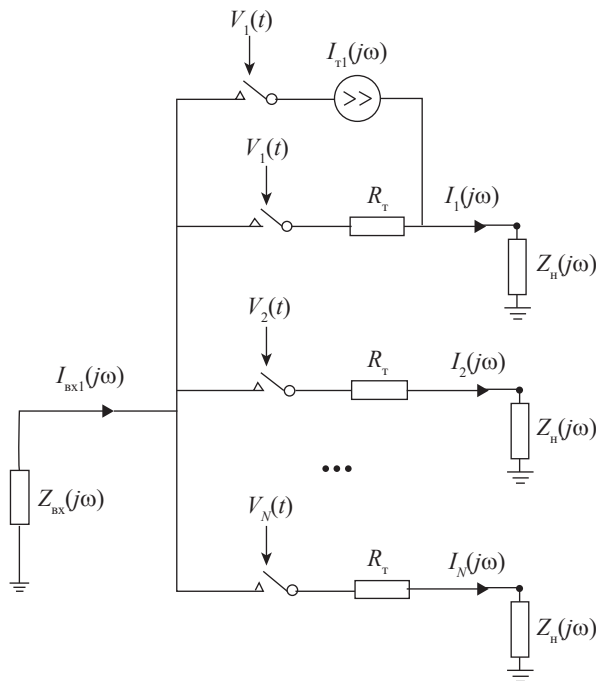


Рис. 9. Схема смесителя для расчета зависимости выходных токов $I_k(j\omega)$ от $I_{T1}(j\omega)$.

где

$$Q(p, \omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} N \exp(-jp\pi) A_m A_{pN-m} Z_H(j\omega + mj\omega_r).$$

Выходной импеданс смесителя $Z_H(j\omega)$ является параллельной RC -цепью ($R_H \parallel C_H$) для фильтрации сигнала в основной полосе частот. В [11] показано, что для обеспечения большого коэффициента передачи смесителя сопротивление R_H должно быть достаточно малым. Однако для выделения основной полосы частот в области низкой или нулевой промежуточной частоты конденсатор C_H должен быть достаточно большим. Поэтому входной импеданс $|Z_{\text{ВХ}}(j\omega)|$ смесителя много больше, чем $|Q(p, \omega)|$. Тогда, используя приближение

$$[Z_{\text{ВХ}}(j\omega) + R_T] I_{\text{ВХ1}}(j\omega) + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} Q(p, \omega) I_{\text{ВХ1}}(j\omega + pNj\omega_r) \approx [Z_{\text{ВХ}}(j\omega) + R_T + Q(0, \omega)] I_{\text{ВХ1}}(j\omega),$$

упростим формулу (9) следующим образом:

$$[Z_{\text{ВХ}}(j\omega) + R_T + Q(0, \omega)] I_{\text{ВХ1}}(j\omega) \approx R_T \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m \exp(j\varphi_{m,1}) I_{T1}(j\omega + mj\omega_r).$$

Откуда определим входной ток

$$I_{\text{ВХ1}}(j\omega) \approx \frac{R_T \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m \exp(j\varphi_{m,1}) I_{T1}(j\omega + mj\omega_r)}{Z_{\text{ВХ}}(j\omega) + R_T + Q(0, \omega)}. \quad (10)$$

Согласно соотношению (2) из [10] выходной ток смесителя рассчитывается по формуле

$$I_k(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \exp(j\varphi_{n,k}) I_{\text{ВХ1}}(j\omega + nj\omega_r) \approx R_T \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{A_n \exp(j\varphi_{n,k}) A_m \exp(j\varphi_{m,1})}{Z_{\text{ВХ}}(j\omega + nj\omega_r) + R_T + Q(0, \omega + nj\omega_r)} \times I_{T1}(j\omega + (m+n)j\omega_r),$$

где

$$\frac{1}{2} (a_{|n|,k} + j \operatorname{sgn}(n) b_{|n|,k}) = A_n \exp(j\varphi_{n,k}).$$

Обозначим $m + n = q$. Тогда, с учетом $m = q - n$ имеем

$$I_k(j\omega) \approx \sum_{q=-\infty}^{+\infty} I_{T1}(j\omega + qj\omega_r) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{R_T A_n \exp(j\varphi_{n,k}) A_{q-n} \exp(j\varphi_{q-n,1})}{Z_{BX}(j\omega + nj\omega_r) + R_T + Q(0, \omega + n\omega_r)}.$$

Таким образом, выходное напряжение приемного тракта в основной полосе частот ω определяется как

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) &= U_{\text{ВЫХ},1}(j\omega) - U_{\text{ВЫХ},1+N/2}(j\omega) = [I_1(j\omega) - I_{1+N/2}(j\omega)] Z_{\text{ТИУ}}(j\omega) \approx \\ &\approx Z_{\text{ТИУ}}(j\omega) \sum_{q=-\infty}^{+\infty} I_{T1}(j\omega + qj\omega_r) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{R_T A_n [\exp(j\varphi_{n,1}) - \exp(j\varphi_{n,1+N/2})] A_{q-n} \exp(j\varphi_{q-n,1})}{Z_{BX}(j\omega + nj\omega_r) + R_T + Q(0, \omega + n\omega_r)}. \end{aligned} \quad (11)$$

Шумовое напряжение на выходе приемного тракта является циклостационарным. Шумовой ток каждого ключа является тепловым шумом, поэтому S_{T_k} не меняется с частотой. Следовательно, согласно

(11) спектральная плотность средней мощности $S_{\text{ВЫХ},T1}(\omega)$ шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого первым ключом смесителя, рассчитывается по следующей формуле:

$$\begin{aligned} S_{\text{ВЫХ},T1}(\omega) &\approx \sum_{q=-\infty}^{+\infty} S_{T1}(\omega + q\omega_r) \left| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{R_T Z_{\text{ТИУ}}(j\omega) A_n [\exp(j\varphi_{n,1}) - \exp(j\varphi_{n,1+N/2})] A_{q-n} \exp(j\varphi_{q-n,1})}{Z_{BX}(j\omega + nj\omega_r) + R_T + Q(0, \omega + n\omega_r)} \right|^2 = \\ &= S_{T1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{2R_T Z_{\text{ТИУ}}(j\omega) A_n \exp(j\varphi_{n,1}) A_{q-n} \exp(j\varphi_{q-n,1})}{Z_{BX}(j\omega + nj\omega_r) + R_T + Q(0, \omega + n\omega_r)} \right|^2. \end{aligned} \quad (12)$$

В [11] показано, что для обеспечения большого коэффициента передачи смесителя внутреннее сопротивление ключа R_T в замкнутом состоянии должно быть достаточно малым. Обычно на практике R_T выбирается меньше 20 Ом. Поэтому R_T много меньше, чем входной импеданс $|Z_{BX}(j\omega)|$ смесителя. Данное обстоятельство и сопоставление соотношений (7) и (12) показывает, что $S_{\text{ВЫХ},T1}(\omega)$ много меньше, чем $S_{\text{ВЫХ},\text{МШУ}}(\omega)$. Полученный результат позволяет сделать принципиальный вывод: при оценке шумового напряжения на выходе приемного тракта пренебрегаем спектральной плотностью средней мощности шума $S_{\text{ВЫХ},T}(\omega) = NS_{\text{ВЫХ},T1}(\omega)$, генерируемого N ключами смесителя по сравнению с шумом МШУ. Это подтверждает низкий уровень шума смесителя с управлением по току.

4. ШУМ, ГЕНЕРИРУЕМЫЙ ТИУ

Поскольку предполагается управление смесителем непрерывными импульсами, не существует периода времени, когда несколько ключей замкнуты одновременно. Таким образом, не происходит утечки

шумов из ТИУ одного плеча к другому. Кроме того, входной импеданс $|Z_{BX}(j\omega)|$ смесителя намного больше, чем выходной импеданс $|Z_H(j\omega)|$ смесителя. Поэтому считаем, что шум ТИУ не может просочиться в смеситель и МШУ. Это означает, что составляющая спектральной плотности средней мощности $S_{\text{ВЫХ},\text{ТИУ}}(\omega)$ шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого ТИУ, не зависит от схемы МШУ и смесителя и подключается непосредственно на выход приемника в целом.

5. МИНИМИЗАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА ПРИЕМНОГО ТРАКТА

Коэффициент шума приемного тракта рассчитывается по формуле

$$NF = 10 \lg \left[\frac{S_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{S_{\text{ВЫХ},Rи}(\omega)} \right], \quad (13)$$

где $S_{\text{ВЫХ},Rи}(\omega)$ — спектральная плотность средней мощности шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого внутренним

импедансом $R_{\text{и}}$ источника сигнала. Из (8) $S_{\text{вых.Ри}}(\omega)$ где рассчитывается по формуле

$$S_{\text{вых.Ри}}(\omega) \approx 4|K_3 g_{\text{МШУ}}|^2 S_{\text{вх.Ри}}(\omega), \quad (14)$$

где $g_{\text{МШУ}} = I_{\text{МШУ}}/U_{\text{вх}}$ — передаточная проводимость МШУ, которая предполагается известной, $U_{\text{вх}}$ — амплитуда входного напряжения МШУ, $S_{\text{вх.Ри}}(\omega)$ — спектральная плотность средней мощности шумового напряжения на входе МШУ, генерируемого внутренним импедансом $R_{\text{и}}$ источника сигнала. Суммарная спектральная плотность $S_{\text{вых}}$ равна сумме всех спектральных плотностей средней мощности шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого каждым источником шума в приемном тракте. Поэтому имеем

$$\begin{aligned} S_{\text{вых}}(\omega) &= S_{\text{вых.Ри}}(\omega) + S_{\text{вых.МШУ}}(\omega) + \\ &+ S_{\text{вых.Т}}(\omega) + S_{\text{вых.ТИУ}}(\omega) \approx \\ &\approx 4|K_3 g_{\text{МШУ}}|^2 S_{\text{вх.Ри}}(\omega) + \\ &+ 4|K_3|^2 S_{\text{МШУ}}(\omega_{\text{Г}}) + S_{\text{вых.ТИУ}}(\omega). \end{aligned} \quad (15)$$

Из (13)–(15) коэффициент шума приемного тракта определяется как

$$\begin{aligned} NF &= 10 \log \left[\frac{S_{\text{вых}}(\omega)}{S_{\text{вых.Ри}}(\omega)} \right] \approx \\ &\approx 10 \log \left[1 + \frac{S_{\text{МШУ}}(\omega_{\text{Г}})}{g_{\text{МШУ}}^2 S_{\text{вх.Ри}}(\omega)} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{S_{\text{вых.ТИУ}}(\omega)}{4|K_3 g_{\text{МШУ}}|^2 S_{\text{вх.Ри}}(\omega)} \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

Для минимизации коэффициента шума приемного тракта необходимо определить ширину W транзисторов (ключей) смесителя, так как при заданном напряжении на затворе внутреннее сопротивление ключей в замкнутом состоянии $R_{\text{т}}$ и суммарная паразитная емкость $C_{\text{п}}$ ключей зависят от данного параметра. Поскольку согласно (16) только функция K_3 зависит от W , то, применив неравенство Коши $x + y \geq 2\sqrt{xy}$, $x \geq 0, y \geq 0$ для знаменателя P коэффициента K_3 , получим

$$\begin{aligned} P &= \pi \left[\text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}}) \left(1 + \frac{R_{\text{и}}}{2\pi|Z_{\text{Сп}}(j\omega_{\text{Г}})|} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \left(R_{\text{т}} + \frac{2R_{\text{и}}}{\pi^2} \right) \right] \geq P_{\text{мин}}, \end{aligned}$$

$$x = R_{\text{т}}, y = \frac{\text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}})R_{\text{и}}}{2\pi|Z_{\text{Сп}}(j\omega_{\text{Г}})|},$$

$$P_{\text{мин}} = \pi \left[2\sqrt{\frac{\text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}})R_{\text{и}}R_{\text{т}}}{2\pi|Z_{\text{Сп}}(j\omega_{\text{Г}})|}} + \text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}}) + \frac{2R_{\text{и}}}{\pi^2} \right].$$

Поскольку отношение $K_4 = R_{\text{т}}/|Z_{\text{Сп}}(j\omega_{\text{Г}})|$ не зависит от ширины W транзисторов, то выражение $P_{\text{мин}}$ также не зависит от ширины W транзисторов. Следовательно, коэффициент шума приемного тракта достигает наименьшего значения при выполнении равенства в условии Коши, т.е. при $x = y$ получаем

$$\begin{aligned} R_{\text{т}} &= \frac{\text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}})R_{\text{и}}}{2\pi|Z_{\text{Сп}}(j\omega_{\text{Г}})|} = \frac{\text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}})R_{\text{и}}}{\frac{2\pi R_{\text{т}}}{K_4}}, \\ R_{\text{т.опт}} &= \sqrt{\frac{K_4 \text{Re } Z_L(j\omega_{\text{Г}})R_{\text{и}}}{2\pi}}. \end{aligned} \quad (17)$$

Значение внутреннего сопротивления ключа в замкнутом состоянии $R_{\text{т.опт}}$, рассчитанное согласно (17), обеспечивает минимальное значение коэффициента шума приемника.

6. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ

Схема приемного тракта при несущей частоте 2.5 ГГц представлена в [12, рис. 2]. В данной работе представлены разработки приемного тракта на основе двух технологических процессов: 180 нм КМОП UMC, GaAs pHEMT05D (АО «Светлана-Рост»). Малошумящий усилитель разработан на основе схемы с отрицательной обратной связью по току [13]. Разделительный конденсатор C рассчитывается по методике [12]. Трансимпедансный усилитель разработан на основе схемы с общим затвором, что обеспечивает низкий выходной импеданс $|Z_{\text{н}}(j\omega)|$ смесителя в режиме управления по току. Емкость $C_{\text{н}}$ определяется шириной основной полосы частот. Параметры элементов приемного тракта для двух вариантов технологического процесса представлены в табл. 1.

Для оценки влияния МШУ на шумовые свойства тракта проведено моделирование схемы усилителя и определена спектральная плотность средней мощности $S_{\text{МШУ}}(\omega)$ на несущей частоте 2.5 ГГц с помощью программной платформы Cadence (для 180 нм КМОП UMC) и Microwave Office (для GaAs pHEMT05D) для различных источников шума МШУ. На основе результатов моделирования $S_{\text{МШУ}}(\omega)$ рассчитана $S_{\text{вых.МШУ}}(\omega)$ согласно (8).

Представленные в табл. 2 результаты подтверждают хорошее соответствие между моделированием и расчетом $S_{\text{МШУ}}(\omega)$, $S_{\text{вых.МШУ}}(\omega)$.

Таблица 1. Основные параметры элементов приемного тракта для двух технологических процессов

Параметр	180 нм КМОП UMC	GaAs pHEMT05D
$g_{\text{мшу}}, \text{А/В}$	0.022	0.045
$L, \text{нГн}$	14.2	4.6
Добротность индуктивности Q_L	5.6	29.8
$W_1/L_1, \text{мкм/мкм}$	500/0.2	400/0.5
$W_2/L_2, \text{мкм/мкм}$	50/0.2	80/0.5
$Z_L(j\omega)$ на частоте 2.5 ГГц	$94.5 + 276.5j$	$3.5 + 74.8j$
$C, \text{пФ}$	0.232	0.851
K_4	0.097	0.073
$R_{\text{н}}, \text{Ом}$	82.6	28
$C_{\text{н}}, \text{пФ}$	20	20
$Z_{\text{тиу}}, \text{Ом}$, на частоте 5 МГц	862	638.3

Таблица 2. Результат моделирования и расчета шумового свойства МШУ и $R_{\text{и}}$

Параметр	180 нм КМОП UMC			GaAs pHEMT05D		
	$S_{\text{мшу}}$ на частоте 2.5 ГГц (моделирование), $\text{нА}^2/\text{Гц}$	$S_{\text{вых.мшу}}$ на частоте 5 МГц (моделирование), $\text{нВ}^2/\text{Гц}$	$S_{\text{вых.мшу}}$ на частоте 5 МГц (расчет по (8)), $\text{нВ}^2/\text{Гц}$	$S_{\text{мшу}}$ на частоте 2.5 ГГц (моделирование), $\text{нА}^2/\text{Гц}$	$S_{\text{вых.мшу}}$ на частоте 5 МГц (моделирование), $\text{нВ}^2/\text{Гц}$	$S_{\text{вых.мшу}}$ на частоте 5 МГц (расчет по (8)), $\text{нВ}^2/\text{Гц}$
$R_{\text{и}}$	4.000e-4	5.232e+2	5.359e+2	1.639e-3	6.115e+3	6.397e+3
Тепловой шум каскодного транзистора	7.555e-5	1.017e+2	1.012e+2	2.077e-5	7.746e+1	8.105e+1
L_3	6.683e-5	8.751e-+1	8.953e+1	3.100e-4	1.152e+3	1.210e+3
Тепловой шум усилительного транзистора	3.974e-5	5.218e+1	5.324e+1	2.151e-5	8.028e+2	8.394e+2
$L_{\text{и}}$	1.795e-5	2.354e+1	2.405e+1	7.611e-6	2.848e+1	2.971e+1
Фликерный шум каскодного транзистора	1.769e-5	2.330e+1	2.370e+1	0	0	0
L	≈ 0	≈ 0	≈ 0	7.382e-6	2.751e+1	2.881e+1

Для оценки вклада шумов смесителя $S_{\text{вых.т}}$ и ТИУ $S_{\text{вых.тиу}}$ в суммарную спектральную плотность средней мощности шумового напряжения на выходе приемного тракта $S_{\text{вых}}$ проведено моделирование схемы приемного тракта в основной полосе на частоте 5 МГц для различных значений $R_{\text{т}}$. Результат моделирования показывает, что вклад $S_{\text{вых.т}}$ не превышает 5% от $S_{\text{вых}}$ при изменении $R_{\text{т}}$ до 70 Ом.

Рассчитанные согласно (17) оптимальные значения составили: $R_{\text{т.опт}} = 11 \text{ Ом}$ при ширине транзистора $W = 55 \text{ мкм}$ и $N_{\text{п}} = 2$, где $N_{\text{п}}$ – число

«пальцев» для технологии 180 нм КМОП UMC, $R_{\text{т.опт}} = 1 \text{ Ом}$ при ширине транзистора $W = 213 \text{ мкм}$ и $N_{\text{п}} = 8$ для технологии GaAs pHEMT05D. Зависимости коэффициента шума приемного тракта от $R_{\text{т}}$ для двух технологических процессов представлены на рис. 10. Результат моделирования соответствуют расчету с точностью до 5%.

Результаты расчетов и моделирования показывают, что для технологии 180 нм КМОП UMC при изменении W от 30 мкм и $N_{\text{п}} = 2$ ($R_{\text{т}} = 20 \text{ Ом}$) до 60 мкм и $N_{\text{п}} = 2$ ($R_{\text{т}} = 10 \text{ Ом}$) коэффициент шума

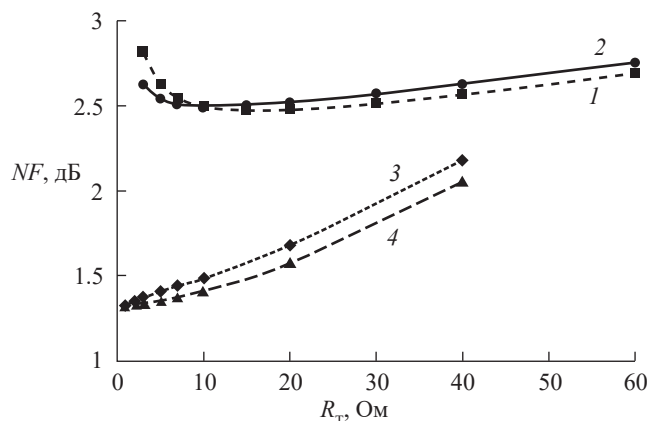


Рис. 10. Зависимость коэффициента шума NF от R_t для КМОП (1, 2) и GaAs (3, 4): моделирование (1, 3) и расчет (2, 4).

приемного тракта слабо изменяется относительно минимального значения 2.48 дБ. Если W меньше 30 мкм и $N_n = 2$, то коэффициент шума увеличивается из-за увеличения R_t . Если W больше 60 мкм и $N_n = 2$, то коэффициент шума увеличивается из-за увеличения C_n . Следует отметить, что аналогичные результаты получены для технологии GaAs pHEMT05D при изменении W от 200 мкм и $N_n = 4$ до 400 мкм и $N_n = 8$. При этом минимальный коэффициент шума составляет 1.33 дБ при $W = 213$ мкм и $N_n = 8$ ($R_t = 1$ Ом).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлена методика расчета спектральной плотности средней мощности шумового напряжения на выходе приемного тракта, генерируемого источниками шумов МШУ, смесителя, ТИУ, и коэффициента шума приемного тракта.

По результатам моделирования и расчета шума на выходе показано, что шум, генерируемый МШУ и внутренним импедансом источника сигнала, составляет основную часть шума на выходе приемного тракта. Шум, генерируемый ключами смесителя, мал и им можно пренебречь. Это доказывает превосходные шумовые характеристики пассивного смесителя с управлением по току.

Определено оптимальное (наименьшее) значение коэффициента шума приемного тракта на основе выбора ширины W транзисторов

(ключей) смесителя. Результаты расчета подтверждены результатами моделирования для двух технологических процессов (180 нм КМОП УМС и GaAs pHEMT05D), показавшими высокую точность методики расчета. На основе результата исследования указан диапазон значений W , в которых достигается минимальное значение коэффициента шума приемного тракта. Если W находится за пределами этого диапазона, коэффициент шума значительно возрастает из-за уменьшения коэффициента передачи приемного тракта.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Terrovitis M. A., Mayer R. G. // IEEE J. Solid-State Circuits. 1999. V. 34. № 6. P. 772.
2. Darabi H., Abidi A. A. // IEEE Trans. 2000. V. SSC-35. № 1. P. 15.
3. Коротков А. С. // Микроэлектроника. 2011. Т. 40. № 2. С. 128.
4. Qi G., Shao H., Mak P. I. // IEEE J. Solid-State Circuits. 2020. V. 55. № 12. P. 3387.
5. Yang D., Andrew C., Molnar A. // IEEE Trans. 2015. V. CS-I-62. № 11. P. 2759.
6. Lenka M. K., Banerjee G. // IEEE Trans. 2019. V. VLSI-27. № 5. P. 993.
7. Shams N., Nabki F. // IEEE Trans. 2023. V. VLSI-31. № 3. P. 369.
8. Chehrizi S., Mirzaei A., Abidi A. A. // IEEE Trans. 2010. V. CS-I-57. № 2. P. 332.
9. Чан Т. Д., Коротков А. С. // РЭ. 2024. Т. 69. № 3. С. 288.
10. Коротков А. С., Чан Т. Д. // РЭ. 2023. Т. 68. № 1. С. 83.
11. Mirzaei A., Darabi D., Leete J. C. et al. // IEEE J. Solid-State Circuits. 2009. V. 44. № 10. P. 2678.
12. Korotkov A. S., Tran T. D. // Proc. 2023 Int. Conf. Electrical Engineering and Photonics. St. Petersburg. 19–20 Oct. N.Y.: IEEE, 2023. P. 22.
13. Nguyen T. K., Kim C. H., Ihm G. J. et al. // IEEE Trans. 2004. V. MTT-52. № 5. P. 1433.

NOISE FIGURE ANALYSIS OF RECEIVER BASED ON CURRENT-DRIVEN MIXER

A. S. Korotkov*, T. D. Tran

*Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
Polytechnicheskaya St. 29, Str. Petersburg, 195251 Russia*

**E-mail: korotkov@spbstu.ru*

Received February 14, 2024, revised May 17, 2024, accepted July 25, 2024

An analysis of the noise characteristics of the receiver based on a current-driven passive mixer is presented, taking into account the noise of the following blocks: the low-noise amplifier at input of the mixer, the mixer itself, and the transimpedance amplifier at output of the mixer. The noise at the output of the receiver, which is generated by the listed groups of noise sources, is analyzed. The noise figure of the receiver and its optimal (minimum) value are found taking into account the influence of parasitic capacitances of the switches of the mixer. The calculation results are confirmed by the simulation results.

Keywords: noise figure, receiver, low-noise amplifier, current-driven passive mixer, transimpedance amplifier, noise power spectral density