РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2020, том 65, № 1, с. 90–95

СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

УДК 621.375.4:621.391.822.2;621.373.12;621.391.822

ПРИРОДА ВНОСИМОГО ФАЗОВОГО 1/f ШУМА В АВТОГЕНЕРАТОРАХ ДИАПАЗОНА СВЧ

© 2020 г. А. В. Якимов[a], *, А. В. Клюев[a], М. А. Кревский[b]

[a]Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, просп. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950 Российская Федерация

[b]Научно-производственное предприятие "Салют", ул. Ларина, 7, Нижний Новгород, 603107 Российская Федерация

*****E-mail: yakimov@rf.unn.ru*

Поступила в редакцию 28.06.2018 г.
После доработки 03.11.2018 г.
Принята к публикации 22.01.2019 г.

Исследована природа вносимого фазового 1/f (фликкерного) шума в усилителе автогенератора диапазона СВЧ, содержащего развязывающий элемент типа направленного ответвителя. Показано, что причиной возникновения шума могут быть флуктуации резистивных эквивалентных параметров гетеробиполярного транзистора (ГБТ), входящего в состав усилителя. Спектры этих флуктуаций можно оценить при измерениях на постоянном токе, что дает возможность отбора транзисторов для создания усилителей с малым вносимым фазовым 1/f-шумом и, как следствие, автогенераторов с малыми фликкерными флуктуациями частоты.

DOI: 10.31857/S0033849420010076

ВВЕДЕНИЕ

Задача поиска путей снижения фазового шума (флуктуаций фазы) и, таким образом, уменьшения флуктуаций частоты в генераторных системах остается актуальной по настоящее время (см., например, [1–4]). Особую практическую важность эта задача имеет в телекоммуникации, включая цифровую спутниковую связь, см., например, [5, 6].

Общая теория флуктуаций в таких системах разработана довольно детально [7–9]. Обобщение этих результатов на системы с произвольным числом степеней свободы приведено в работах [10, 11]. В работе [12] показана полная эквивалентность методов укороченных [8] и символических [9] уравнений.

Расчет спектра флуктуаций фазы, вызванных естественным шумом (тепловым и дробовым), не представляет сложностей. При этом может быть учтена периодическая нестационарность шума [9, 13].

Основные проблемы заключаются в анализе фликкерного (1/f) шума.

Первая проблема состоит в том, что природа этого шума до конца не известна. Эта проблема здесь не обсуждается.

Вторая проблема касается специфики генераторных систем. Обычно подразумевается, что усилитель содержит емкостной элемент, подверженный фликкерным флуктуациям. Этот элемент, входящий в состав эквивалентной емкости резонатора (колебательного контура), приводит к фликкерным флуктуациям частоты генерируемого сигнала [8]. Решение проблемы усложняется при анализе генераторов диапазона СВЧ [5]. Они, как правило, содержат направленный ответвитель на выходе усилителя [2]. Поэтому емкостные элементы усилителя слабее влияют на эквивалентную емкость резонатора. Тем не менее именно флуктуации элементов схемы усилителя приводят к появлению вносимого фазового 1/f-шума [1, 14].

Отметим, что анализ преобразования сигналов, подверженных флуктуациям, может осуществляться с применением кумулянтного анализа [15, 16]. Здесь используется упрощенный подход, который заключается в исследовании квазигармонического сигнала, обладающего флуктуациями фазы, не приводящими к существенному уширению его спектра.

Проявление 1/f-шума актуально и для мемристивных устройств [17]. В этих приборах 1/f-шум присутствует всегда [18]. Его необходимо учитывать в проектируемых генераторах.

Цель данной работы – выявление механизмов возникновения вносимого фазового 1/f-шума в транзисторах диапазона СВЧ.

В работе анализируется генератор СВЧ с высокотемпературным сверхпроводящим (ВТСП) дисковым резонатором в цепи обратной связи с низким уровнем фазового шума [2], аналитически исследовано преобразование фазового 1/f-шума, вносимого усилителем, во флуктуации фазы выходного сигнала, проанализирована эквивалентная схема усилителя, ориентированная на выявление возможных источников вносимого фазового 1/f-шума. Также проанализировано влияние рассматриваемых источников 1/f-шума на фазу выходного сигнала усилителя.

1. БЛОК-СХЕМА ГЕНЕРАТОРА

Рассмотрим генератор СВЧ [2], блок-схема которого представлена на рис. 1. Все элементы генератора согласованы на сопротивление 50 Ом.

Усилитель (У) собран на двух микросхемах HMC606LC5 [14], дополненных полосовым фильтром для исключения самовозбуждения на других модах резонатора. Коэффициент усиления в линейном режиме равен 22 дБ. Усилитель работает в режиме насыщения при коэффициенте усиления 12 дБ. Амплитуда U_1 входного сигнала u_1 равна 0.63 В. Коэффициент передачи фазовращателя (ФВ) составляет –3 дБ. Коэффициент передачи направленного ответвителя (НО) на резонатор (ДР) составляет –2 дБ, а на выход $u_{\text{вых}}$ генератора –10 дБ. Амплитуда U_2 первой гармоники сигнала u_2, поступающего на вход ДР, равна 1.41 В.

Резонатор представляет собой подложку алюмината лантана размером 12.5 × 12.5 мм и толщиной 0.5 мм. На одной стороне подложки сформирован диск диаметром 9.7 мм из пленки ВТСП $Y_1Ba_2Cu_3O_{7-d}$ (YBCO). Вторая сторона подложки полностью покрыта пленкой YBCO. Резонатор охлаждался до температуры 77 K; остальные элементы генератора находились при комнатной температуре. Коэффициент передачи резонатора составляет –7 дБ. Резонансная частота, определяющая частоту генерируемого сигнала, составляет $f_0 = 7.5 \times 10^9$ Гц при нагруженной добротности $Q_{\text{L}} = 2.67 \times 10^4$.

Выяснилось, что флуктуации фазы генерируемого сигнала обусловлены фазовым шумом, вносимым усилителем. Влияния шумов резонатора выявлено не было.

2. АНАЛИЗ ФЛУКТУАЦИЙ ФАЗЫ

Напряжение u_1 сигнала на входе усилителя, напряжения 1-й гармоники сигналов на выходе генератора $u_{\text{вых}}$ и на входе резонатора u_2, могут быть представлены в следующем виде:

$$u_i = U_i \cos(2\pi f_0 + \varphi_{i0} + \varphi_i);\ \ i = 1,\ \text{вых},\ 2. \qquad (1)$$

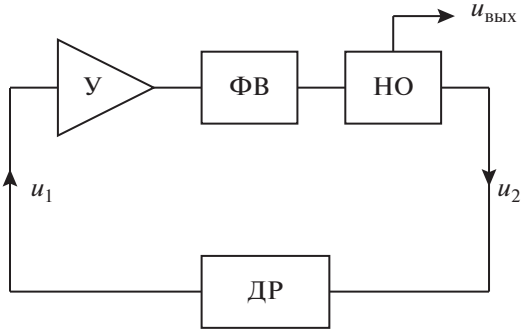

Рис. 1. Блок-схема генератора: У – двухкаскадный усилитель; ФВ – фазовращатель; НО – направленный ответвитель; ДР – дисковый ВТСП-резонатор.

Здесь U_i – амплитуды рассматриваемых сигналов. Для упрощения анализа флуктуации этих амплитуд не учитываем. Через φ_{i0} обозначены начальные фазы. Учтены флуктуации фаз $\varphi_i = \varphi_i(t)$, называемые также фазовыми шумами.

Представление (1) сигналов, обладающих (в общем случае широкополосными) флуктуациями фазы, означает использование аналитического сигнала [19], см. также [12, 20, 21].

Исследуем проявление фазового шума $\varphi_{\text{ус}} = \varphi_{\text{ус}}(t)$, вносимого усилителем (см., например, [10]). Этот шум суммируется с флуктуациями фазы φ_1 сигнала, поступающего на вход усилителя. Таким образом, для флуктуаций фазы на входе резонатора имеем

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_{\text{ус}}. \qquad (2)$$

Для определения флуктуаций φ_1 фазы сигнала на выходе резонатора ограничимся анализом достаточно малых отстроек от несущей (частоты автоколебаний). Это означает, что генератор рассматривается как система с одной степенью свободы. В этом случае получим

$$\varphi_1 = \frac{1}{1 + jF/B}\varphi_2. \qquad (3)$$

Здесь j – мнимая единица, F – частота анализа (отстройки от несущей), $B = f_0/(2Q_{\text{L}})$ – полуполоса пропускания резонатора. Отметим, что соотношение (3) подразумевает переход к обобщенным фурье-образам рассматриваемых шумов. Подобный переход справедлив и для соотношения (2).

Из соотношений (2) и (3) находим связь между шумом $\varphi_{\text{ус}}$, вносимым усилителем, и флуктуациями φ_2 фазы сигнала на входе резонатора и, как следствие, выходного сигнала:

$$\varphi_2 = \left[-\frac{jB}{F} + 1\right]\varphi_{\text{ус}}. \qquad (4)$$

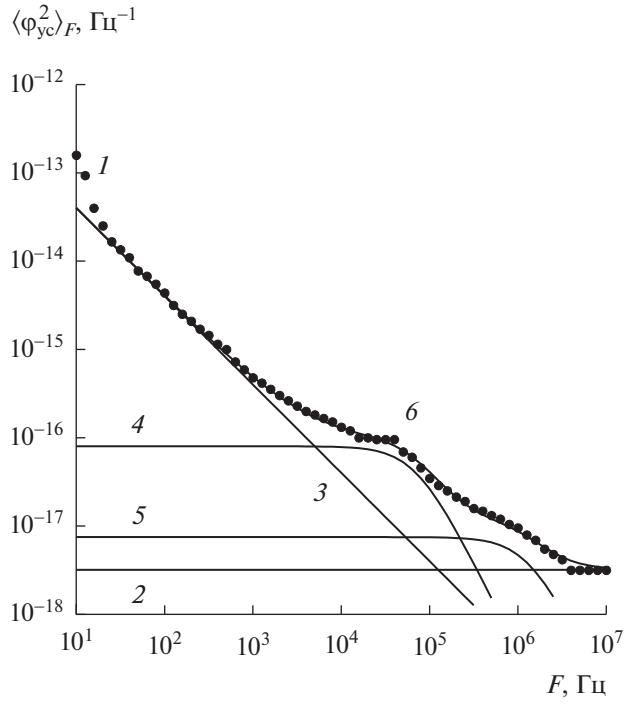

Рис. 2. Результаты обработки экспериментальных данных [2]: сглаженные экспериментальные данные (точки *1*) и результаты моделирования (*2–6*).

Здесь слагаемое в квадратных скобках правой части, равное единице, учитывает аддитивный вклад вносимого фазового шума.

Если известен спектр $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F$ вносимого фазового шума, то из соотношения (4) можно найти спектр фазового шума выходного сигнала:

$$\langle\varphi^2_2\rangle_F = \left[\left(\frac{B}{F}\right)^2 + 1\right]\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F. \quad (5)$$

Полученное соотношение известно как формула Лисона [7]. Эта формула применима к автогенераторам, обладающим одной степенью свободы. Для автогенераторов, имеющих больше степеней свободы, следует пользоваться методикой [10].

Другим ограничением применимости формулы Лисона является требование малости дисперсии флуктуаций фазы. В автогенераторах это условие не выполняется вследствие существования неинтегрируемой особенности спектра (5) в окрестности нулевой частоты (при $F \to 0$). Использование методик из работ [8] и [10] позволяет снять указанное ограничение.

Зная физические механизмы возникновения вносимого фазового шума φ_{yc}, можно найти путь к уменьшению флуктуаций фазы сигнала на выходе генератора. Таким образом, дальнейшая задача состоит в анализе спектра $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F$ фазового шума, вносимого усилителем.

3. СПЕКТР ВНОСИМОГО ФАЗОВОГО ШУМА

Воспользуемся экспериментальными данными, представленными в работе [2]. Измерения спектра $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F$ вносимого фазового шума проводились на анализаторе источников сигналов R&S FSUP 26.5 с использованием кросс-корреляции в режиме усреднения по 50 тысячам точек. Если исключить гармонические помехи, то можно сделать вывод, что погрешность измерений имеет величину порядка ± 0.5 дБ.

На рис. 2 представлены сглаженные экспериментальные данные и результаты моделирования. Спектр $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F$ вносимого фазового шума можно представить моделью, содержащей сумму четырех компонент: $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(w)}$ – естественный (белый) шум; $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(1/f)}$ – фликкерный (1/f) шум; $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(GR1)}$ и $\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(GR2)}$ – две компоненты, имеющие характер генерационно-рекомбинационного шума (ГРШ).

$$\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F = \langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(w)} + \langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(1/f)} + \langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(GR1)} + \langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(GR2)}. \quad (6)$$

Спектр естественного шума не зависит от частоты анализа F (в рассматриваемом диапазоне частот):

$$\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(w)} = D. \quad (7)$$

Компонента, представляющая шум типа 1/f, имеет следующую зависимость от частоты анализа:

$$\langle\phi^2_{yc}\rangle_F^{(1/f)} = A/F^{\gamma}. \quad (8)$$

Здесь A – высота спектра на частоте $F = 1$ Гц, γ – параметр формы спектра.

Компоненты ГРШ характеризуются зависимостью от частоты анализа, имеющей лоренцев вид:

$$\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(GR1)} = \frac{B_1}{1 + (F/F_{c1})^2},$$
$$\langle\varphi^2_{yc}\rangle_F^{(GR2)} = \frac{B_2}{1 + (F/F_{c2})^2}. \quad (9)$$

Здесь B_1 и B_2 – высоты спектров, F_{c1} и F_{c2} – опорные частоты. Эти компоненты обусловлены генерационно-рекомбинационными процессами в транзисторах, входящих в состав усилителя автогенератора.

Таким образом, соотношение (6) для модельного спектра принимает следующий вид:

$$\left\langle \varphi_{\text{ус}}^2 \right\rangle_F = D + \frac{A}{F^\gamma} + \frac{B_1}{1 + (F/F_{c1})^2} + \frac{B_2}{1 + (F/F_{c2})^2}. \quad (10)$$

Результаты обработки экспериментальных данных [2] представлены на рис. 2. Полный спектр (10) представлен сплошной линией *6*; показаны его компоненты. Использованы следующие аппроксимирующие параметры:

– естественный шум: $D = 3.2 \times 10^{-18}$ Гц$^{-1}$ (прямая *2*);

– фликкерный (1/f) шум: $A = 4 \times 10^{-13}$, $\gamma = 1$ (прямая *3*);

– компоненты ГРШ (лоренцианы *4* и *5*): $B_1 = 8 \times \times 10^{-17}$ Гц$^{-1}$, $B_2 = 7.5 \times 10^{-18}$ Гц$^{-1}$; $F_{c1} = 70$ кГц, $F_{c2} = = 1.3$ МГц.

Расхождение между моделью *6* и экспериментом *1* на частотах ниже 20 Гц можно объяснить пониженной точностью измерения спектра в области низких частот. В этой области частот возможно также проявление броуновского шума, имеющего спектр вида $1/F^2$.

Перейдем к анализу возможных механизмов возникновения вносимого фазового 1/f-шума в усилительных элементах (транзисторах) диапазона СВЧ.

На рассматриваемых частотах автоколебаний обычно используются гетеробиполярные транзисторы (ГБТ). Однако представленный анализ может быть обобщен на биполярные и полевые транзисторы.

Следует оговориться, что проведенный анализ не учитывает сложную архитектуру ГБТ, связанную с использованием специальных слоев, увеличивающих подвижность носителей. Это позволяет данному типу транзистора иметь флуктуационные характеристики биполярного транзистора, а частотные свойства – полевого. В современной литературе флуктуационные свойства ГБТ досконально не изучены и не оптимизированы, однако уже существует класс согласованных транзисторов и усилителей с нормированным вносимым фазовым шумом. Исследованный в работе [2] генератор собран на таком типе транзистора.

4. ФЛИККЕРНЫЙ ШУМ В ТРАНЗИСТОРЕ

Полная эквивалентная схема усилителя содержит большое количество резистивных и реактивных элементов, включая согласующие и паразитные элементы (см., например, [5]).

Рассмотрим упрощенную малосигнальную схему усилителя на ГБТ (рис. 3). На ее основе покажем, что причиной вносимого фазового 1/f-шума могут являться фликкерные флуктуации параметров как емкостных, так и резистивных элементов транзистора.

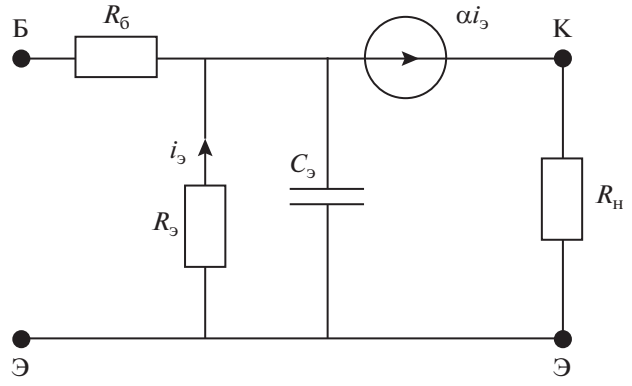

Рис. 3. Эквивалентная схема усилителя: $R_б$ – объемное сопротивление базы; $R_э$ и $C_э$ – дифференциальные сопротивление и емкость эмиттерного перехода; $i_э$ – диффузионная компонента тока эмиттера; α – коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером; генератор тока $\alpha i_э$ определяет малосигнальную компоненту тока коллектора; $R_н$ – сопротивление нагрузки.

Определим входной импеданс $Z_{\text{вх}}$ усилителя:

$$Z_{\text{вх}} = R_б + \frac{R_э}{1 - \alpha + j2\pi f T_э}. \quad (11)$$

Здесь $T_э = R_э C_э$ – постоянная времени эмиттерной RC-цепочки. На низких частотах, $f \ll \ll (1 - \alpha)/(2\pi T_э)$, импеданс имеет вещественное значение, $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = R_б + R_э/(1 - \alpha)$.

Комплексный коэффициент передачи усилителя равен

$$K = \frac{\alpha R_н}{(1 - \alpha + j2\pi f T_э)R_б + R_э}. \quad (12)$$

На низких частотах имеем $K = \alpha R_н/[(1 - \alpha)R_б + + R_э]$.

Из (12) находим фазочастотную характеристику (ФЧХ) усилителя:

$$\Phi = -\text{arctg}(2\pi f \tau), \quad (13)$$

где $\tau = rC_э$ – постоянная времени по входу, эквивалентное сопротивление r определяется следующим соотношением:

$$\frac{1}{r} = \frac{1 - \alpha}{R_э} + \frac{1}{R_б}. \quad (14)$$

Сопротивления $R_б$, $R_э$ и емкость $C_э$ могут быть подвержены фликкерным (1/f) флуктуациям:

$$R_б = (1 + \delta R_б)R_{б0}, \quad R_э = (1 + \delta R_э)R_{э0}, \quad C_э = (1 + \delta C_э)C_{э0}, \quad (15)$$

где $R_{б0}$, $R_{э0}$ и $C_{э0}$ – невозмущенные значения сопротивлений и емкости транзистора; $\delta R_б = \delta R_б(t)$,

$\delta R_э = \delta R_э(t)$ и $\delta C_э = \delta C_э(t)$ – относительные флуктуации этих параметров, обладающие спектрами $\langle \delta R_б^2 \rangle_F$, $\langle \delta R_э^2 \rangle_F$ и $\langle \delta C_э^2 \rangle_F$ соответственно. Детальный анализ возможных источников фликкерных флуктуаций параметров транзистора представлен в работе [22].

Флуктуации параметров транзистора проявляются через флуктуации постоянной времени по входу:

$$\tau = (1 + \delta\tau)\tau_0. \quad (16)$$

Здесь τ_0 – невозмущенное значение, определяемое соответствующими параметрами транзистора; $\delta\tau = \delta\tau(t)$ – относительные флуктуации.

Полагая флуктуации сопротивлений и емкости достаточно малыми, найдем

$$\delta\tau = \delta r + \delta C_э. \quad (17)$$

То есть флуктуации эквивалентного сопротивления δr и емкости $\delta C_э$ дают одинаковый удельный вклад во флуктуации постоянной времени $\delta\tau$.

Флуктуации эквивалентного сопротивления могут быть обусловлены флуктуациями сопротивлений базы и эмиттера. Из (14), учитывая представления (15) и (16), находим

$$\delta r = K_э \delta R_э + K_б \delta R_б. \quad (18)$$

Здесь введены соответствующие модуляционные чувствительности

$$K_э = \frac{(1-\alpha)R_б}{(1-\alpha)R_б + R_э}, \quad K_б = 1 - K_э. \quad (19)$$

Флуктуации параметров транзистора следующим образом проявляются в спектре флуктуаций постоянной времени (17):

$$\langle \delta\tau^2 \rangle_F = K_э^2 \langle \delta R_э^2 \rangle_F + K_б^2 \langle \delta R_б^2 \rangle_F + \langle \delta C_э^2 \rangle_F. \quad (20)$$

Здесь для упрощения анализа не учтена возможная корреляция между флуктуациями сопротивления и емкости эмиттера.

Флуктуации постоянной времени (17) приводят к появлению вносимого фазового шума $\varphi_{ус}^{(1/f)} = \varphi_{ус}^{(1/f)}(t)$:

$$\Phi = \Phi_0 + \varphi_{ус}^{(1/f)}, \quad (21)$$

где Φ_0 – невозмущенное значение сдвига фазы, вносимого усилителем на частоте сигнала f_0.

Связь между вносимым фазовым шумом и флуктуациями постоянной времени $\delta\tau$ находится путем линеаризации ФЧХ (13) в окрестности частоты f_0 с учетом представления (21):

$$\varphi_{ус}^{(1/f)} = K_\varphi(f_0)\delta\tau, \quad (22)$$

где

$$K_\varphi(f_0) = \left[\frac{\partial\Phi}{\partial\tau}\right]_0 \tau_0 = \frac{-2\pi f_0 \tau_0}{1 + (2\pi f_0\tau_0)^2} \quad (23)$$

– коэффициент преобразования, имеющий смысл модуляционной чувствительности сдвига фазы, вносимого транзистором, к относительным флуктуациям постоянной времени.

Из соотношения (22) находим спектр вносимого фазового шума

$$\langle \varphi_{ус}^2 \rangle_F^{(1/f)} = |K_\varphi(f_0)|^2 \langle \delta\tau^2 \rangle_F. \quad (24)$$

Перейдем к численным оценкам для рассматриваемого усилителя.

5. ЧИСЛЕННЫЕ ОЦЕНКИ

Поскольку в описании усилителя [14] отсутствуют данные о паспортных параметрах использованного транзистора, воспользуемся ориентировочными параметрами, обеспечивающими удовлетворительное совпадение с характеристиками рассматриваемого усилителя.

В качестве первичных параметров примем $R_б = 1$ Ом; $C_э = 0.5$ пФ; $\alpha = 0.99$; $R_н = 50$ Ом. Полагая, согласно [14], постоянную составляющую тока эмиттера, равной $I_э = 64$ мА, оценим $R_э = V_T/I_э \approx 0.39$ Ом ($V_T \approx 25$ мВ – тепловой потенциал).

Оценим входной импеданс $Z_{вх}$ усилителя (11). Для постоянной времени эмиттерной RC-цепочки имеем $T_э \approx 195$ пс. Таким образом, при $f = f_0 = 7.5$ ГГц получаем $2\pi f_0 T_э \approx 9.2$; $|Z_{вх}| \approx 1$ Ом. То есть входной импеданс определяется в основном сопротивлением базы $R_б$. На достаточно низких частотах имеем $Z_{вх} = R_{вх} \approx 40$ Ом.

Коэффициент передачи (12) усилителя на частоте автоколебаний имеет сильно выраженную мнимую компоненту, его модуль равен $|K| \approx 5.4$. В паспорте усилителя [14] декларируется $|K| \approx 4.7$; измерения [2] дают $|K| \approx 6.3$. На достаточно низких частотах имеем $K \approx 124$. Эти результаты свидетельствуют об адекватности использованной модели усилителя.

Перейдем к анализу спектра вносимого фазового 1/f-шума. Согласно оценкам, приведенным в разд. 3, имеем

$$\langle \varphi_{ус}^2 \rangle_F^{(1/f)} = \frac{4\times10^{-13}}{F}\ [\text{Гц}^{-1}]. \quad (25)$$

Для модуляционной чувствительности (23), определяющей спектр вносимого фазового шума (24), получим $|K_\varphi(f_0)|^2 \approx 1.9 \times 10^{-3}$.

Таким образом, для объяснения имеющихся экспериментальных данных необходимо, чтобы

спектр относительных флуктуаций постоянной времени имел следующий вид:

$$\langle \delta\tau^2 \rangle_F = \frac{\langle \varphi_{\text{ус}}^2 \rangle_F^{(1/f)}}{|K_\varphi(f_0)|^2} = \frac{2.1\times10^{-10}}{F}\ [\text{Гц}^{-1}]. \qquad (26)$$

Если основным источником являются флуктуации емкости эмиттерного перехода $\delta C_э$, то их спектр согласно (20) должен иметь такой же вид: $\langle \delta C_э^2 \rangle_F = 2.1 \times 10^{-10}/F\,[\text{Гц}^{-1}]$.

Допустим теперь, что вносимый фазовый 1/f-шум обусловлен флуктуациями эквивалентного сопротивления r, определенного соотношением (14). Для оценки требуемых спектров флуктуаций сопротивлений эмиттера и базы вычислим соответствующие модуляционные чувствительности (19): $K_э = 0.025$; $K_б = 0.975$. Отсюда видно, что удельный вклад флуктуаций сопротивления базы почти в 40 раз (≈32 дБ) превосходит вклад флуктуаций сопротивления эмиттера.

Если основным источником являются флуктуации сопротивления эмиттерного перехода $\delta R_э$, то их спектр согласно (20) и (26) должен иметь вид

$$\langle \delta R_э^2 \rangle_F = \frac{\langle \delta\tau^2 \rangle_F}{K_э^2} = \frac{3.4\times10^{-7}}{F}\ [\text{Гц}^{-1}]. \qquad (27)$$

В случае, когда вносимый фазовый 1/f-шум обусловлен только флуктуациями сопротивления базы $\delta R_б$, для спектра этих флуктуаций имеем

$$\langle \delta R_б^2 \rangle_F = \frac{\langle \delta\tau^2 \rangle_F}{K_б^2} = \frac{2.2\times10^{-10}}{F}\ [\text{Гц}^{-1}]. \qquad (28)$$

Отметим, что если флуктуации сопротивления и емкости эмиттера присутствуют одновременно, то их возможной корреляцией можно пренебречь вследствие относительно низкой модуляционной чувствительности фазы усилителя к флуктуациям сопротивления эмиттера.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из приведенного анализа следует главный вывод. Вносимый фазовый 1/f-шум может быть обусловлен фликкерными флуктуациями сопротивления эквивалентных резистивных элементов транзистора. Резистивные элементы транзистора, подверженные фликкерным флуктуациям, а также значения спектров этих флуктуаций могут быть определены на основании измерений в режиме постоянного тока с помощью методики, представленной в работе [22]. Это дает возможность отбора транзисторов для создания усилителей с малым вносимым 1/f фазовым шумом.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (соглашение от 27 августа 2013 г. 02.B.49.21.0003 между МОН РФ и ННГУ) и частичной финансовой поддержке Правительства Российской Федерации (договор № 074-02-2018-330 (2)).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Плутешко А.В., Царапкин Д.П.* // РЭ. 2012. Т. 57. № 4. С. 437.
2. *Парафин А.Е., Мастеров Д.В., Павлов С.А. и др.* // Письма в ЖТФ. 2013. Т. 39. Вып. 23. С. 63.
3. *Казаков Л.Н., Шахтарин Б.И., Вишняков Д.Ю.* // РЭ. 2014. Т. 59. № 11. С. 1111. https://doi.org/10.7868/S0033849414100039
4. *Носков В.Я., Игнатков К.А.* // РЭ. 2016. Т. 61. № 9. С. 905.
5. *Сечи Ф., Бужатти М.* Мощные твердотельные СВЧ-усилители / Пер. с англ. М.: Техносфера, 2015.
6. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь / Пер. с англ. М.: Связь, 1979.
7. *Leeson D.B.* // Proc. of IEEE. 1966. V. 54. № 2. P. 329.
8. *Малахов А.Н.* Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1967.
9. *Жалуд В., Кулешов В.Н.* Шумы в полупроводниковых устройствах. М.: Сов. радио, 1977.
10. *Якимов А.В.* // РЭ. 1985. Т. 30. № 12. С. 2361.
11. *Якимов А.В.* Флуктуации в автоколебательных системах. Анализ с помощью ЭЦВМ. Горький: Горьк. гос. ун-т, 1989.
12. *Якимов А.В.* // РЭ. 1986. Т. 31. № 6. С. 1168.
13. *Силаев А.М., Якимов А.В.* // РЭ. 1979. Т. 24. № 9. С. 1806.
14. GaAs InGaP HBT MMIC ultra low phase noise, distributed amplifier, 2–18 GHz. http://www.radiant.su/other/hittite/pdf/hmc606lc5.pdf
15. *Малахов А.Н.* Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М.: Сов. радио, 1978.
16. *Клюев А.В.* // РЭ. 2013. Т. 58. № 2. С. 199.
17. *Ракитин В.В., Русаков С.Г.* // РЭ. 2017. Т. 62. № 6. С. 601.
18. *Patterson G.A., Fierens P.I., Grosz D.F.* // Appl. Phys. Lett. 2013. V. 103. № 7. P. 074102-1.
19. *Gabor D.J.* // J. IEE. 1946. V. 93. Pt 3. № 26. P. 429.
20. *Вакман Д.Е.* // РЭ. 1976. Т. 21. № 6. С. 1275.
21. *Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е.* Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука, 1983.
22. *Богословский Н.Н., Якимов А.В.* // Изв. вузов. Радиофизика. 1986. Т. 29. № 6. С. 675.