

УДК 621.391.822.4

ИСТОЧНИКИ ФЛИКЕРНЫХ ШУМОВ В БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Н. Н. Богословский, А. В. Якимов

Разработана модель, в которой в качестве источников флиkerных шумов рассматриваются флуктуации следующих параметров: дифференциальных сопротивлений эмиттерного перехода, соответствующих диффузионной и рекомбинационной компонентам его тока; сопротивления утечки по периметрам эмиттерного и коллекторного переходов; объемного сопротивления базы; коэффициента токораспределения. Зависимости спектра шумов транзистора от режима его работы, при различных схемах включения, согласуются с известными экспериментальными данными. Исследован спектр шумов при включении транзистора в схему Фонгера.

Экспериментальному исследованию флиkerных шумов в биполярных транзисторах посвящено много работ (см., например, [1–11]). Интерпретация результатов обычно проводится в рамках эмпирической модели Фонгера [1], где в качестве первичного источника вводятся флиkerные флуктуации скорости рекомбинации неосновных носителей на поверхности базы. У ряда транзисторов отмечается наличие флиkerных флуктуаций тока утечки по периметру коллекторного перехода. В [9] предложено считать, что первичным источником являются флуктуации коэффициента токораспределения α . Для описания шумов $p-n$ -переходов предпринимаются также попытки [12, 13] использования феноменологической модели Хоухе–Клейнпеннина–Фандамме. Таким образом, единой модели, объясняющей характеристики флиkerных шумов транзисторов, не существует. Используемые феноменологические трактовки оставляют открытым вопрос о физической природе флиkerных шумов.

В настоящей работе развивается модель биполярного транзистора с первичными источниками флиkerных шумов. Модель опирается на результаты [14–16], полученные при трактовке известных токовых зависимостей спектра флиkerных шумов полупроводниковых диодов. В качестве возможной причины возникновения этих шумов рассматривается диффузия (и редиффузия) дефектов и внешних примесей в объем полупроводника, приводящая к появлению флиkerных флуктуаций концентрации и подвижности носителей тока [17, 18].

1. Исследуем сначала вольт-амперные характеристики транзистора. Для этого обратимся к его низкочастотной эквивалентной схеме, изображенной на рис. 1. Считаем, что ток базы I_b существенно превышает обратный ток насыщения коллектора, т. е. напряжение на эмиттерном переходе достаточно велико. Токи транзистора определяются следующими соотношениями [19]:

$$I_s = I_{ss} \exp(V_s/V_T), \quad I_k = \alpha I_s = \beta I_b. \quad (1)$$

Здесь V_T — тепловой потенциал, α — коэффициент токораспределения в базе, $\beta = \alpha/(1-\alpha)$. Считаем, что величина β не зависит от тока, что, в частности, согласуется с экспериментом [10].

Токи, протекающие через транзистор, имеют компоненты, дополнительные к (1): токи утечки по периметрам эмиттерного, $I_{y.e}$, и коллекторного, $I_{y.k}$, переходов; ток I_p , обусловленный рекомбинацией неос-

новых носителей в области пространственного заряда эмиттерного перехода (см. рис. 1).

Считаем для простоты, что величины сопротивлений утечек $R_{y,k}$ и $R_{y,a}$ не зависят от тока. Рекомбинационная компонента эмиттерного тока, согласно [20], может быть с достаточной степенью точности определена как

$$I_p = I_{sp} \exp(V_a/2V_T). \quad (2)$$

На рис. 1 току I_p соответствует нелинейный резистор, обладающий дифференциальным сопротивлением $R_p = 2V_T/I_p$. Здесь же представлено дифференциальное сопротивление (диффузионной компоненте тока) эмиттерного перехода $R_y = V_T/I_y$. Резистором R_b учтено объемное сопротивление полупроводника между «внутренней» базой (точка B') и базовым контактом транзистора. Резисторы утечек подключены к базовому выводу, а нелинейный резистор R_p — к внутренней базе. Такая схема является условной, но хорошо согласуется с реальными характеристиками транзистора.

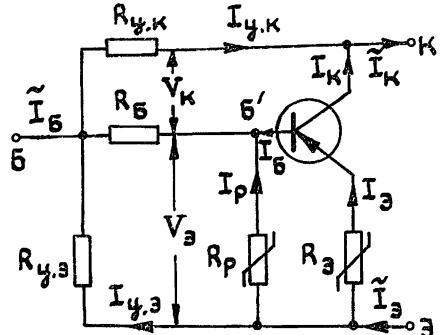


Рис. 1.

Вышеотмеченные токовые компоненты приводят к тому, что величина полного коэффициента усиления по току базы $\beta = \tilde{I}_K/I_B$ зависит от режима работы транзистора (см., например, [20]). Согласно рис. 1, имеем

$$\tilde{\beta} = \beta \tilde{I}_K / (\tilde{I}_K + \beta I_{y,a} + \beta I_p - (\beta + 1) I_{y,k}). \quad (3)$$

Если токовая зависимость коэффициента (3) определяется коллекторной утечкой (при фиксированном напряжении на переходе V_K), то при $\tilde{I}_K < (\beta + 1) I_{y,k}$ величина $\tilde{\beta}$ отрицательна; в таких случаях говорят о перевороте фазы базового тока [21].

Рекомбинационная компонента (2), равно как и ток эмиттерной утечки, приводит к монотонно нарастающей токовой зависимости коэффициента (3); смены знака тока базы не происходит. Указанные компоненты являются дополнительными источниками фликерных шумов [3, 6, 16]. Поэтому для малошумящей аппаратуры следует отбирать транзисторы, обладающие минимальными утечками и наиболее слабой токовой зависимостью коэффициента усиления. Экспериментально эта идея подтверждена в [10].

2. Определим первичные источники шумов в транзисторе. Для этого воспользуемся результатами [4, 6, 14] и [15, 16], полученными при моделировании фликкерных шумов в полупроводниковых диодах. В указанных работах предложено объяснение, по-видимому, всех известных из экспериментов токовых характеристик спектра шумов диодов, возбуждаемых постоянным током. Это сделано путем введения флюктуаций следующих параметров: дифференциального сопротивления перехода, сопротивления утечки по периметру перехода, объемного сопротивления базы [15, 16], а также дифференциального сопротивления рекомбинационной компоненте тока через переход [14]. Спектры относительных флюктуаций указанных параметров считались не зависящими от токового режима прибора. Такое допущение согласуется с моделью [17, 18], согласно которой все введенные флюктуации считаются обусловленными диффузией примесей в базу и сорбией газов на ее поверхности. Эти процессы, в первом приближении, действительно не зависят от режима работы прибора.

Естественно ожидать, что перечисленные источники действуют и в биполярных транзисторах. Использование модели [17, 18] влечет за собой необходимость введения еще одного, специфического только для транзистора, источника флюктуаций коэффициента токораспределения α .

Таким образом, обозначая относительные флюктуации параметров транзистора символом δ , имеем

$$\begin{aligned} I_{\text{в}} &= (1 - \delta R_{\text{в}}(t)) \bar{I}_{\text{в}}, \quad R_{y,\text{в}} = (1 + \delta R_{y,\text{в}}(t)) \bar{R}_{y,\text{в}}, \\ R_{y,\text{б}} &= (1 + \delta R_{y,\text{б}}(t)) \bar{R}_{y,\text{б}}, \quad R_{\text{б}} = (1 + \delta R_{\text{б}}(t)) \bar{R}_{\text{б}}, \\ I_{\text{п}} &= (1 - \delta R_{\text{п}}(t)) \bar{I}_{\text{п}}, \quad \alpha = (1 + \delta \alpha(t)) \bar{\alpha}. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь чертой выделены средние значения соответствующих параметров. Ниже, для упрощения записей, это обозначение опускается.

Спектры введенных в (4) относительных флюктуаций, как и в случае полупроводниковых диодов [14–16], считаем не зависящими явно от токового режима работы транзистора.

Продолжая аналогию с [15], отметим, что флюктуации отдельных параметров транзистора могут быть коррелированы между собой. Например, флюктуации числа примесных атомов и дефектов в базе, модулирующие концентрацию и подвижность носителей тока, могут, согласно [17, 18], являться общей причиной возникновения флюктуаций $\delta R_{\text{в}}$, $\delta R_{\text{б}}$ и $\delta \alpha$. Используя стандартную теорию биполярного транзистора, найдем:

$$\delta R_{\text{в}} = \delta n_n - (1/2) \delta \mu_p, \quad \delta R_{\text{б}} = -\delta n_n - \delta \mu_n, \quad \delta \alpha \simeq \beta^{-1} \delta \mu_p.$$

Здесь введены относительные флюктуации: δn_n — плотности собственных носителей, $\delta \mu_n$ и $\delta \mu_p$ — подвижности собственных и несобственных носителей тока в базе. Эти флюктуации коррелированы; соотношение их интенсивностей определяется зарядовым состоянием диффундирующих в базу примесей (дефектов) [18]. При этом возможны две предельные ситуации.

Если эффект от модуляции числа рассеивающих центров в базе мал по сравнению с эффектом модуляции числа носителей (так называемая « δn -модель»), то

$$\delta R_{\text{в}} = -\delta R_{\text{б}} = \delta n_n, \quad \delta \alpha = 0,$$

относительные флюктуации дифференциального сопротивления перехода и сопротивления базы различаются только знаком, коэффициент токораспределения не флюктуирует. Применение δn -модели позволило предложить объяснение эффекту Фонгера, заключающемуся в минимизации фликерных шумов напряжения, генерируемых диодом при определенном значении тока смещения [15, 16].

Если диффундирующие в базу примеси (дефекты) нейтральны, то модулируется только подвижность ($\delta \mu$ -модель), в результате имеем

$$\delta R_{\text{б}} = -\delta \mu_n, \quad \delta R_{\text{в}} = -(\beta/2) \delta \alpha = -(1/2) \delta \mu_p.$$

Причем из [18] можно выявить следующую приближенную связь между относительными флюктуациями подвижности собственных и несобственных носителей тока:

$$\mu_n^{-1} \delta \mu_n = \mu_p^{-1} \delta \mu_p.$$

Таким образом, при исследовании фликерных шумов биполярного транзистора необходимо иметь в виду возможную коррелированность введенных в (4) первичных источников.

Перейдем к анализу двух наиболее типичных схем, используемых для измерения шумов транзистора.

3. Рассмотрим схему с общим эмиттером, изображенную на рис. 2. Введем $R_0 = (R_1^{-1} + R_2^{-1})^{-1}$ — сопротивление автосмещения по току базы, $I_{\text{к}}^* = \beta V_T / (R_0 + R_{\text{б}})$ — ток коллектора, характеризующий эффект автосмещения.

Источники (4) проявляются через шумовое напряжение, выделяющееся на резисторе R_3 коллекторной нагрузки:

$$V_{\text{ш}}(t) = \sum_{\lambda} V_{\lambda \text{ш}} \delta R_{\lambda}(t) + V_{\alpha \text{ш}} \delta \alpha(t), \quad \lambda 1 = \text{э, р, у.э, у.к, б.}$$

Здесь $V_{\lambda \text{ш}}$ — коэффициенты пересчета, имеющие размерность напряжения, $\lambda = \text{э, р, у.э, у.к, б, } \alpha$. Квадраты этих коэффициентов характеризуют зависимость соответствующих компонент спектра выходных

шумов от режима работы транзистора (см. рис. 3, цифры около кривых указывают, какая степени коллекторного тока пропорционален, в соответствующем диапазоне, спектр шумового напряжения). На рисунке использован двойной логарифмический масштаб.

Учет возможной корреляции между флюктуациями параметров (4) выполняется обычным образом. Например, при использовании δn -модели имеем (см. также [15, 16])

$$V_{\text{э.ш}} \delta R_{\text{э}} + V_{\text{б.ш}} \delta R_{\text{б}} = (V_{\text{э.ш}} - V_{\text{б.ш}}) \delta R_{\text{э}}.$$

Более детальный анализ начнем с исследования флюктуаций сопротивления эмиттерного перехода, их коэффициент пересчета, в пренебрежении рекомбинацией носителей в переходе и утечками, равен

$$V_{\text{э.ш}} = -R_3 I_{\text{к}} / (1 + I_{\text{к}}/I_{\text{к}}^*). \quad (5)$$

В области малых токов, $I_{\text{к}} \ll I_{\text{к}}^*$, имеем $V_{\text{э.ш}} = -R_3 I_{\text{к}}$. Поэтому спектр генерируемых транзистором шумов пропорционален квадрату тока (см. рис. 3, кривая «э»). При больших токах, $I_{\text{к}} \gg I_{\text{к}}^*$, из-за автосмещения по целям питания возникает эффект насыщения шумов. Коэффициент (5) принимает значение, равное $-\beta V_{\text{т}} R_3 / (R_0 + R_{\text{б}})$. При увеличении сопротивления R_0 эффект возникает при меньших токах, а максимальный вклад флюктуаций $\delta R_{\text{э}}(t)$ в напряжение $V_{\text{ш}}(t)$ уменьшается.

Перейдем к анализу флюктуаций дифференциального сопротивления, соответствующего рекомбинационной компоненте эмиттерного тока. Для коэффициента пересчета напряжение $V_{\text{ш}}(t)$ найдем

$$V_{\text{п.ш}} = R_3 I_{\text{к}} \beta I_{\text{п}} / (I_{\text{к}}^* + I_{\text{к}} + \beta I_{\text{п}}/2). \quad (6)$$

Согласно (1) и (2), рекомбинационная и диффузионная компоненты эмиттерного тока связаны следующим соотношением:

$$I_{\text{п}} = (I_{\text{сп}} / \sqrt{T_{\text{сп}}}) I_{\text{сп}}^{1/2}. \quad (7)$$

Рассмотрим наиболее важный для практики случай, когда основная часть тока базы обусловлена диффузионной компонентой эмиттерного тока, $\beta I_{\text{п}} \ll I_{\text{к}}$. Это позволяет пренебречь последним слагаемым в знаменателе соотношения (6). Тогда при малых токах, $I_{\text{к}} \ll I_{\text{к}}^*$, коэффициент (6) равен $R_3 (R_0 + R_{\text{б}}) I_{\text{к}} I_{\text{п}} / V_{\text{т}}$ и, как видно из (7) и (1), про-

порционален I_k^P . Обусловленный этими флюктуациями спектр выходного шума пропорционален третьей степени тока коллектора (см. рис. 3, кривая «р»). При больших токах, $I_k \gg I_k^*$, имеем $V_{\text{ш}} = \beta R_3 I_p$. Здесь действует эффект автосмещения, в результате спектр выходного шума изменяется, как I_k^1 .

Наблюдавшаяся в ряде экспериментов (см., например, [1, 2, 8]) зависимость спектра выходных шумов транзистора, пропорциональная I_k^1 , обусловлена, по-видимому, влиянием флюктуаций рекомбинационной компоненты эмиттерного тока. В полупроводниковых диодах этот источник приводит к тому, что спектр генерируемого напряжения шумов обратно пропорционален величине тока через диод [14]. Подобные зависимости для различных типов диодов обнаружены в [12, 13].

Рассмотрим теперь шумы, обусловленные флюктуациями сопротивления утечки по периметру эмиттерного перехода. Для этого пренебрежем током I_p и током утечки по периметру коллекторного перехода. Сопротивление базы считаем малым, $R_b R_b \ll V_a$, а сопротивление утечки — большим, $R_{y,a} \gg R_0$. В этом случае коэффициент пересчета флюктуаций $\delta R_{y,a}$ в напряжение $V_{\text{ш}}(t)$ равен

$$V_{y,a} = (V_a/V_T) (R_0/R_{y,a}) R_3 I_k / (1 + I_k/I_k^*). \quad (8)$$

Токовая зависимость этого коэффициента близка к зависимости для $V_{o,\text{ш}}$, см. (5). Различие заключается в нарастании величины напряжения V_a на эмиттерном переходе пропорционально логарифму от тока коллектора, см. (1). Для разделения вкладов флюктуаций $\delta R_{y,a}$ и δR_a следует варьировать величину сопротивления R_0 либо использовать иную схему включения транзистора (см. следующий раздел).

Исследуем проявление флюктуаций сопротивления базы. Пренебрегая утечками и током I_p , для коэффициента пересчета $\delta R_b(t)$ в напряжение $V_{\text{ш}}(t)$ найдем

$$V_{b,\text{ш}} = - (R_b I_b/V_T) R_3 I_k / (1 + I_k/I_k^*).$$

Этот коэффициент в $(R_b I_b/V_T)$ раз меньше коэффициента (5), характеризующего эффект от флюктуаций сопротивления эмиттерного перехода. Это обусловлено тем, что флюктуации δR_b модулируют ток базы I_b , этот ток в β раз меньше тока коллектора, модулируемого флюктуациями δR_a .

В полупроводниковых диодах указанного различия нет [15, 16]. Тем не менее, в современных диодах флюктуациями сопротивления базы можно пренебречь как дающими малый эффект по сравнению с флюктуациями дифференциального сопротивления перехода. Следовательно, в транзисторах флюктуации объемного сопротивления базы можно не учитывать.

Рассмотрим проявление флюктуаций коэффициента токораспределения $\delta\alpha(t)$. Опять пренебрежем утечками и током I_p . Для коэффициента пересчета флюктуаций в напряжение $V_{\text{ш}}(t)$ получим

$$V_{\alpha,\text{ш}} = (\beta I_k + I_k^*) R_3 I_k / (I_k + I_k^*).$$

Здесь имеется три участка различных типов токовой зависимости.

В области микротоков, $I_k \ll I_k^*/\beta$, имеем $V_{\alpha,\text{ш}} \simeq R_3 I_k$, флюктуации $\delta\alpha$ и δR_a неразличимы (см. рис. 3), так как не проявляется автосмещение, а флюктуации $\delta\alpha$ модулируют непосредственно ток коллектора.

В области промежуточных значений токов, $I_k^*/\beta \ll I_k \ll I_k^*$, характер зависимости изменяется: $V_{\alpha,\text{ш}} \simeq \beta R_3 I_k^2 / I_k^*$. Теперь спектр шумового напряжения пропорционален четвертой степени коллекторного тока. Такая зависимость имеет следующую природу. Возрастание коэффи-

циента токораспределения, $\delta\alpha > 0$, приводит к уменьшению тока базы и падению напряжения на сопротивлении $(R_0 + R_b)$. Напряжение V_a на эмиттерном переходе увеличивается, что приводит к дополнительному (рассмотренному на примере микротоков) увеличению тока коллектора.

При больших токах, $I_k \gg I_k^*$, возникает эффект самокомпенсации. Вышеотмеченное возрастание тока коллектора приводит к увеличению тока базы, компенсируя уменьшение тока базы при $\delta\alpha > 0$. Зависимость V_{ash} от I_k снова становится линейной. В отличие от случая микротоков величина V_{ash} теперь в β раз больше.

Отметим, что в области промежуточных и больших токов изменение сопротивления R_0 проявляется в величине V_{ash} точно так же, как и в коэффициенте $V_{y,ash}$. Поэтому для выявления вклада флюктуаций можно ограничиться варьированием тока коллектора.

В завершение настоящего раздела исследуем шумы, обусловленные флюктуациями сопротивления утечки по периметру коллекторного перехода $\delta R_{y,k}(t)$. Для этого пренебрежем токами $I_{y,a}$ и I_p . Введем $R_{bx} = R_b + \beta V_T / I_k$ — входное сопротивление транзистора; допустим, что сопротивление утечки велико, $R_{y,k} \gg R_{bx}, R_3$. Это приведет к

$$V_{y,k,ash} = -V_k / \left(1 + \frac{R_{y,k}}{R_3} \frac{R_{bx} + R_0}{R_{bx} + (1 + \beta) R_0} \right).$$

Главным отличием шумов, связанных с коллекторной утечкой, является зависимость от напряжения V_k на коллекторном переходе. У других шумов такая зависимость не наблюдается. Поэтому транзисторы, подозрительные на большой уровень шумов коллекторной утечки, можно диагностировать, измеряя $I_{y,k}$.

Перейдем к анализу другой схемы включения транзистора.

4. Исследуем шумы транзистора, включенного по схеме Фонгера (см. рис. 4). Здесь сопротивление R_0 представлено резистором в цепи базы. Коллекторный вывод закорочен по сигналу на землю. Напряжение

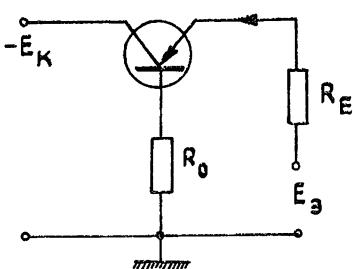


Рис. 4.

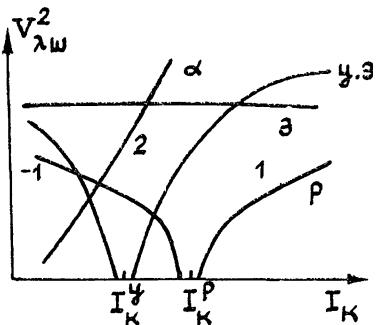


Рис. 5.

шумов $V_{ash}(t)$ выделяется на эмиттерном выводе, точнее, на сопротивлении смещения R_E . Оно выбирается большим по сравнению с входным сопротивлением транзистора, $R_E \gg R_0 + (1 - \alpha)(R_b + R_0)$. То есть эмиттерный вывод разомкнут по напряжению шумов.

Шумы в такой схеме исследовались в [1], затем эксперимент был углублен в [2]. Как показано ниже, в обоих случаях измерялись шумы, связанные с флюктуациями рекомбинационной компоненты эмиттерного тока, т. е. с $\delta R_p(t)$.

Учитывая результаты предыдущего раздела, пренебрежем флюктуациями сопротивления базы, а также эффектом от флюктуаций коллекторной утечки, выявляемым путем вариации напряжения V_k .

Пересчет относительных флюктуаций других параметров выполним по аналогии с предыдущим разделом, то есть определим имеющие размерность напряжения новые коэффициенты $V_{ash}, \lambda = z, y.e, p, r, \alpha$.

Токовые зависимости коэффициентов приведены на рис. 5. Здесь использован двойной логарифмический масштаб и обозначения рис. 3.

Вклад относительных флюктуаций сопротивления эмиттерного перехода не зависит от I_k и определяется коэффициентом $V_{y,ш} = -V_t$, что обусловлено эффектом насыщения шумов, аналогичным наблюдаемому в диодах [15, 16].

Для флюктуаций, соответствующих рекомбинационной компоненте эмиттерного тока, в предположении $I_p \ll I_a$, имеем

$$V_{p,ш} = (R_0 - (R_0 + R_b)\alpha)I_p.$$

Этот коэффициент обращается в нуль при токе коллектора, равном $I_k^p = V_t/(R_0 + R_b)$. Варьирование сопротивления R_0 позволяет изменять величину I_k^p . В области малых токов, $I_k \ll I_k^p$, спектр шумов пропорционален I_k^{-1} . При больших токах, $I_k \gg I_k^p$, эта зависимость сменяется на обратную (см. рис. 5, кривая «р»). Подобные зависимости получены в [1, 2], что приводит к выводу о преобладающем вкладе флюктуаций δR_p в полные шумы транзистора.

Вклад относительных флюктуаций сопротивления утечки по периметру эмиттерного перехода характеризуется коэффициентом

$$V_{y,ш} = -(V_a/R_{y,a})(R_0 + (1-\alpha)R_b - \alpha R_0),$$

обращающимся в ноль при токе коллектора $I_k^y = V_t/(R_0 + (1-\alpha^{-1})R_b)$. Эта величина меньше, чем I_k^p , но не настолько, чтобы надежно разделить вклады флюктуаций $\delta R_{y,a}$ и δR_p . Больше информации можно получить, варьируя ток коллектора.

При малых токах, $I_k \ll I_k^y$, имеем $V_{y,ш} = V_t I_{y,a}/I_a$, т. е. флюктуации утечки проявляются практически так же, как и флюктуации дифференциального сопротивления перехода. В области промежуточных токов, $I_k \sim I_k^y$, наблюдается минимум шумов. Дальнейшее увеличение тока коллектора приводит к $V_{y,ш} = -\alpha R_0 V_a / R_{y,a}$, токовая зависимость становится относительно слабой (см. кривую «у.ш» на рис. 5).

Для флюктуаций коэффициента токораспределения получим $V_{a,ш} = (R_0 + R_b)I_a$. Величина соответствующей компоненты спектра шумового напряжения пропорциональна I_k^2 (см. кривую «α» на рис. 5).

Таким образом, использование двух схем включения транзистора, с варьированием сопротивления автосмещения R_0 и токового режима, может позволить идентифицировать действующие в конкретном приборе источники шумов. Отметим, что схема Фонгера обладает более низкой чувствительностью из-за отсутствия усиления шумов транзистором.

5. Проведем дополнительный анализ известных экспериментальных данных по фликерным шумам биполярных транзисторов.

Отметим работу [10], где исследовались транзисторы, отличающиеся постоянством коэффициента усиления β в диапазоне токов $\tilde{I}_k = (10^{-7} \div 10^{-4})$ А. В этих транзисторах токи утечек и рекомбинационная компонента эмиттерного тока пренебрежимо малы, что привело к относительно низкому уровню шумов. Токовая зависимость спектра

флюктуаций коллекторного тока близка к $\tilde{I}_k^{3/2}$ и, по-видимому, может быть объяснена учетом флюктуаций дифференциального сопротивления эмиттерного перехода. Более детальная идентификация первичного источника шума затруднена отсутствием в [10] данных о зависимости шумов от величины сопротивления автосмещения. Поэтому дальнейший анализ ограничим работами [3, 5, 11], в которых приводятся более полные данные о режиме измерения шумов транзисторов.

Результаты [3] могут быть объяснены учетом флюктуаций δR_p , соответствующих рекомбинационной компоненте эмиттерного тока. Этот же источник является основным для транзисторов, исследованных в [1, 2, 7, 8]. Согласно рис. 9 работы [3] оценим характерные токи:

$I_{s\theta} = 3,1 \cdot 10^{-14}$ А, $I_{sp} = 5 \cdot 10^{-13}$ А. Используя данные рис. 8 той же работы и наше соотношение (6), получим следующую оценку для спектра относительных флюктуаций рекомбинационного сопротивления: $\langle \delta R_p^2 \rangle_f = 4,8 \cdot 10^{-8} / f$ [Гц⁻¹]. Отмеченный в [3] рост шумов, при наложении на специально созданный эмиттерный затвор обедняющего напряжения, следует считать обусловленным увеличением вклада рекомбинационной компоненты тока, что согласуется с рис. 3 [3].

В [5] исследованы транзисторы, на поверхности эмиттерного перехода которых тоже нанесен управляющий затвор. Шумы описывались генераторами тока: $i_1(t)$ — подключенным практически к внешней базе транзистора (аналогично резистору $R_{y\theta}$ на рис. 1), $i_2(t)$ — подключенным к внутренней базе, аналогично нелинейному резистору R_p .

Генератор i_2 можно считать обусловленным флюктуациями рекомбинационной компоненты эмиттерного тока. Согласно рис. 6 работы (образец № 5), его спектр равен $\langle i_2^2 \rangle_f = 10^{-18} I_{\theta} / f$ [А²/Гц]. Пересчет этого результата в спектр $\langle \delta R_p^2 \rangle_f$ невозможен из-за отсутствия в [5] данных о вольт-амперных характеристиках транзисторов.

Генератору i_1 могут соответствовать как флюктуации сопротивления утечки эмиттера, так и флюктуации коэффициента токопередачи. Приведенные в [5] данные не настолько полны, чтобы решить этот вопрос однозначно. Здесь же обнаружилось наличие тока коллекторной утечки, но вклад его флюктуаций оказался мал.

В [11] измерены фликерные шумы транзисторов при большом ($R_0 = 800$ кОм) и малых значениях (порядка единиц Ом) сопротивления в цепи базы. Увеличение R_0 в указанных пределах привело к снижению шумов примерно на 40 дБ. Такая зависимость может быть объяснена лишь учетом, в качестве первичного источника, флюктуаций дифференциального сопротивления перехода (см. (5)).

Отметим, что при $R_0 = 800$ кОм величина характерного тока $I_k^* = 12$ мКА мала по сравнению с использованными значениями (порядка 1 мА) тока коллектора. При малых значениях сопротивления $I_k^* \sim 1$ А, т. е. реализовался режим малых токов.

Использование данных [11], для типичного значения $(R_0 + R_b) = 10$ Ом, приводит к $\langle \delta R_s^2 \rangle_f = 1,5 \cdot 10^{-7} / f$ [Гц⁻¹]. Применение этого результата для расчета шумов при $R_0 = 800$ кОм дает удовлетворительное согласие с соответствующими данными [11].

Ограниченностю экспериментальных данных, представленных в рассмотренных здесь работах, не позволяет выявить вклады от всех возможных флюктуирующих параметров (4) и не дает возможности исследования корреляции между флюктуациями параметров транзистора.

Таким образом, можно заключить, что в работе развита модель биполярного транзистора, в которой первичные источники шумов представлены флюктуирующими параметрами (4).

Предложено объяснение экспериментам по исследованию шумов транзисторов, включенных в схему с общей базой и в схему Фонгера.

Указано на возможность выявления основных источников, действующих в конкретном приборе, путем варьирования токового режима, величины сопротивления автосмещения, а также использования двух вышеупомянутых схем включения транзистора.

Выявлена необходимость проведения более детальных измерений с целью определения спектров первичных источников (4) и выявления возможных корреляционных связей между этими источниками. Помимо практического интереса решение данной задачи необходимо для вскрытия физической природы возникновения фликкерных шумов в полупроводниковых приборах.

ЛИТЕРАТУРА

- Фонгер В. — В сб.: Шумы в электронных приборах. / Пер. с англ. — М. — Л.: Энергия, 1964, с. 409.

2. Plumb J. L., Chenet E. R.—IEEE Trans., 1963, ED-10, № 5, p. 304.
3. Conti M.—Solid-State Electronics, 1970, 13, № 11, p. 1461.
4. Нарышкин А. К., Врачёв А. С. Теория низкочастотных шумов.—М.: Энергия, 1972.—153 с.
5. Knott K. F.—Solid-State Electronics, 1973, 16, № 12, p. 1429.
6. Нарышкин А. К. Противошумовые коррекции в транзисторных усилителях.—М.: Связь, 1974.—143 с.
7. Кулешов В. Н., Лешуков Б. Е., Бережняк И. П., Лучинин А. В.—В сб.: Микроэлектроника и полупроводниковые приборы.—М.: Сов. радио, 1978, № 3, с. 148.
8. Кулешов В. Н., Бережняк И. П.—Радиотехника и электроника, 1980, 25, № 11, с. 2393.
9. Лучинин А. С.—Изв. вузов—Радиофизика, 1980, 23, № 3, с. 317.
10. Stoisiak M., Wolf D., Werner W.—Electronics Letters, 1980, 16, № 10, p. 372.
11. Kilmer J., Van der Ziel A., Bosman G.—Solid-State Electronics, 1983, 26, № 1, p. 71.
12. Kleinpeling T. G. M.—Physica, 1980, 98 B+C, № 4, p. 289.
13. Лукьянчикова Н. Б., Гарбар Н. П., Лисянский М. И., Коган Л. М.—ФТП, 1983, 17, № 8, с. 1424.
14. Нарышкин А. К.—Доклады научн.-техн. конференции МЭИ. Секция Радиотехническая, подсекция приемно-усилительной техники.—М.: Энергетический ин-т, 1967, с. 65.
15. Якимов А. В.—Изв. вузов—Радиофизика, 1983, 26, № 6, с. 772.
16. Якимов А. В.—Изв. вузов—Радиофизика, 1984, 27, № 1, с. 120.
17. Якимов А. В.—Изв. вузов—Радиофизика, 1980, 23, № 2, с. 238.
18. Орлов В. Б., Якимов А. В.—Изв. вузов.—Радиофизика, 1984, 27, № 12, с. 1584; Orlov V. B., Yakimov A. V.—Physica, 1984, 125 B, № 3, p. 314.
19. Эберс Дж., Молл Дж.—Вопросы радиолокационной техники, 1955, № 4, с. 113.
20. Sah C. T., Nooyse R. N., Shockley W.—Proc. IRE, 1957, 45, № 9, p. 1228.
21. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам 4-е изд./Ред. Н. Н. Горюнов.—М.: Энергия, 1977.—744 с.

Горьковский государственный
университет

Поступила в редакцию
4 декабря 1984 г.

1/f NOISE SOURCES IN BIPOLAR TRANSISTORS

N. N. Bogoslovskiy, A. V. Yakimov

A model is suggested in which fluctuations as a cause of a 1/f noise are considered in the following parameters: differential resistances corresponding to diffusion and recombination emitter junction current components; resistances of a leakage through emitter and collector junction perimeters; base volume resistance; emitter current gain factor. Dependences of transistor noise spectrum on the operating regime found in different electrical circuits are in agreement with the known experimental data. Explanation is suggested for the current dependence of noise spectrum for a transistor operating in Fonger's circuit.