

УДК 621.315.592

**В. М. Кичак, д. т. н., проф; Д. В. Михалевский; О. В. Крупский**  
**ШУМОВАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ**  
**ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ИХ НАДЕЖНОСТИ ПО УРОВНЮ**  
**НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА**

*В статье проанализированы внутренние шумы полевых транзисторов, а также предложена шумовая модель с учетом элементов схемы включения. Проведено исследование зависимости шумового напряжения полевого транзистора от режима работы и определены области допустимых значений шумового напряжения, в пределах которого полевой транзистор является надежным.*

**Ключевые слова:** прогнозирование надежности, полевой транзистор, среднеквадратическое шумовое напряжение, низкочастотный шум (НЧ), изделия электронной техники.

### **Введение**

Повышение степени интеграции униполярных интегральных схем за счет уменьшения порогового напряжения и мощности потребления приводит к необходимости совершенствования технологических методов изготовления изделий электронной техники (ИЭТ), которые способствуют повышению качества этих изделий. Однако за счет наличия физико-химических дефектов исходных полупроводниковых материалов и других факторов процент выхода надежных изделий может колебаться в широких пределах, и тогда возникает необходимость отбраковки ненадежных изделий на этапе исходного контроля на предприятии по производству ИЭТ и входного контроля на предмет соответствия техническим характеристикам на предприятиях, изготавливающих радиоэлектронную аппаратуру на их базе [1, 2]. Поэтому актуальной является разработка методов и средств контроля надежности ИЭТ на этапе производства и входного контроля, что в свою очередь позволит повысить надежность радиоэлектронной аппаратуры.

Первым этапом при разработке нового метода прогнозирования надежности по уровню НЧ шума является выбор оптимальной шумовой модели, в полной мере отображающей весь шумовой процесс в полупроводнике, который зависит от дефектных областей структуры. В работе [3] была проанализирована и исследована природа возникновения шумов типа  $1/f$  для МДП транзисторов, построенных по технологии КМОП с разным типом проводимости. Соответственно целью данной работы является разработка оптимальной шумовой модели для широкого спектра полевых транзисторов для создания новых методов прогнозирования их надежности.

### **Постановка задачи**

Для достижения поставленной цели необходимо проанализировать все источники собственных шумов и определить оптимальные условия и режимы измерения информативного параметра, обеспечивающие наиболее высокую достоверность выявления потенциально ненадежных ИЭТ.

Используя шумовую модель, необходимы провести исследование зависимости шумовых параметров и характеристик полевых транзисторов от режима работы и определить допустимые пределы шумового напряжения, при которых полевой транзистор будет потенциально надежным.

### Шумовая модель полевого транзистора

Полевые транзисторы в зависимости от принципа работы и технологии изготовления можно разделить на два типа [4]. Первый тип транзисторов характеризуется объемным каналом проводимости, являющимся участком однородного полупроводника, отделенного от областей стока и истока обедненным слоем, который образуется с помощью р-п-перехода. Ко второму типу принадлежат транзисторы с поверхностным каналом проводимости, который образуется инверсными слоями под воздействием внешнего электрического поля и является структурой металл-диэлектрик-полупроводник (МДП).

Шумовые модели для обеих структур будут похожими, разница заключается лишь в механизме возникновения НЧ шумов в канале. Учитывая [5], модель транзистора для анализа шумовых характеристик приведена на рис. 1.

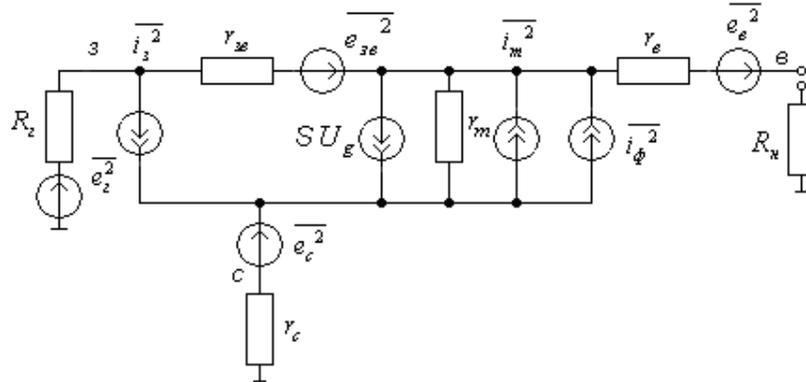


Рис. 1. Шумовая модель полевого транзистора

В модели используется генератор шума на входе  $e_c^2$ . Для проведения анализа допускаем что все источники шума являются независимыми. Основным источником теплового шума является частотонезависимый генератор тока,  $i_m^2$  который описывается по формуле Найквиста.

$$\overline{i_m^2} = 4kTr_m S_{\max}^2 \Delta f,$$

где  $S_{\max}$  – крутизна транзистора при насыщении.

На паразитных опорах стока, истока и обратной связи транзистора возникают источники теплового тока:

$$\overline{e_e^2} = 4kTr_e \Delta f,$$

$$\overline{e_c^2} = 4kTr_c \Delta f,$$

$$\overline{e_{3e}^2} = 4kTr_{3e} \Delta f.$$

Генератор тока  $i_3^2$  характеризует дробовой шум транзистора, который зависит от постоянного обратного тока и определяется по выражению

$$\overline{i_3^2} = 2qI_{3e} \Delta f,$$

где  $I_{3e}$  – обратный постоянный ток транзистора.

Шумы, выражения для определения которых приведены выше, справедливы для обоих типов полевых транзисторов. Для диапазона низких частот характерны шумы, уровень которых увеличивается с уменьшением частоты. В транзисторах с р-п-переходом этот вид шумов возникает в результате флуктуаций носителей заряда, которые протекают через канал

проводимости. Эти флуктуации, в свою очередь, возникают вследствие процессов генерации-рекомбинации на дефектных центрах канала и в обедненной области р-п-перехода. Для этого типа транзисторов низкочастотную составляющую можно определить из выражения:

$$\overline{i_f^2} = 4kT\Delta f S_{\max}^2 \left( \frac{p_1}{f} + \frac{p_2}{1 + f/f_0} \right),$$

где  $p_1, p_2, f_0$  – коэффициенты внутренней структуры транзистора, которые зависят от материала и температуры.

Низкочастотная составляющая шума МДП транзистора возникает вследствие случайного захвата свободных носителей заряда поверхностными дефектами областей, которые находятся на границе полупроводник-диэлектрик канала проводимости. Величину этого вида шума можно определить по выражению:

$$\overline{i_{f1}^2} = 4kT\Delta f S_{\max}^2 \frac{p_1}{f}.$$

Другая составляющая НЧ шума МДП транзисторов это шум генерации-рекомбинации, возникающая в обедненном слое подкладки, может быть определена по формуле

$$\overline{i_{f2}^2} = 4kT\Delta f S_{\max,к}^2 \left( \frac{p_2}{f} + \frac{p_3}{1 + f/f_0} \right),$$

где  $S_{\max,к}^2$  – крутизна управления тока канала напряжением на подкладке;

$p_2, p_3, f_0$  – коэффициенты, которые зависят от шума генерации-рекомбинации.

Учитывая [5], общие среднеквадратичные значения шумового напряжения и шумового тока для модели, приведенной на рис. 1, можно записать как

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{i_f^2}}{S_{\max}^2} + \frac{\overline{i_m^2}}{S_{\max}^2} + \overline{e_{se}^2} + \overline{e_c^2} + \overline{e_e^2} \frac{R_{ex}^2 (1 + r_m S_{\max})^2}{r_e^2 r_m^2 S_{\max}^2}, \quad (1)$$

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{i_f^2}}{R_{ex}^2 S_{\max}^2} + \frac{\overline{i_m^2}}{R_{ex}^2 S_{\max}^2} + \overline{i_s^2}. \quad (2)$$

Следовательно, из вышеприведенных выражений можно сделать вывод, что уровень собственных низкочастотных шумовых характеристик для МОП транзисторов значительно превышает уровень собственных шумов транзисторов с р-п-переходом. Это обусловлено наличием шума генерации – рекомбинации в МДП структурах.

### Шумовая модель с учетом схемы включения

При математическом моделировании шумовых характеристик транзисторов, как правило, учитывают его внутренние параметры. Результаты расчетов имеют приближенный характер, и потому на практике они не совпадают с экспериментом. С этим можно согласиться для транзисторов, в которых уровень собственных шумов является высоким. Другое дело, когда речь идет о транзисторах с низким уровнем шума, которые, при измерении на входе измерителя будут иметь составляющие теплового шума элементов схемы включения и обратной связи, что приводит к возникновению погрешности измерения.

Как известно [6], схема включения для измерения шумов обеспечивает оптимальный режим работы с точки зрения максимального шумового напряжения. Поэтому целесообразно рассмотреть все виды шумовых составляющих, которые вносит схема. При последующих расчетах будем рассматривать структуру МДП транзистора как наиболее распространенную, в которой учитывается схема включения. Общая шумовая модель схемы включения

транзистора, который исследуется, показана на рис. 2

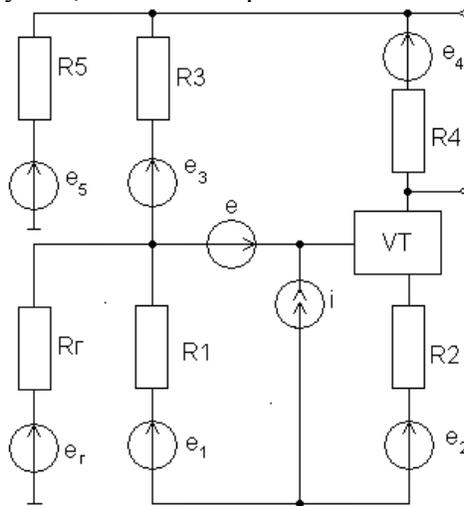


Рис. 2. Шумовая модель включения транзистора

Каждый источник шума, который действует в схеме, является независимым, поэтому источники шумового напряжения  $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ ,  $e_4$ ,  $e_5$ ,  $e_r$  будут источниками теплового шума соответствующих резисторов, а источники  $e$ ,  $i$  определяются за эквивалентным значениям шумового напряжения и тока (формулы 1 и 2). Определим для каждого генератора шума (рис. 2) составляющие, которые влияют в общее шумовое напряжение на выходе исследуемой схемы. Таким образом, для шумового генератора на входе можно записать

$$\overline{U_z^2} = \overline{e_z^2} \left[ \frac{R4R5^2R1}{\left( \frac{R4R5R1}{(R4+R5)\left(\frac{R4R5}{R4+R5} + R1\right)} + R2 \right) \left( \frac{R4R5}{R4+R5} + R3 \right)} \right]^2.$$

Составляющую шума за счет делителя напряжения:

$$\overline{U_1^2} = \overline{e_1^2} \left[ \frac{\left( \frac{R4R5}{R4+R5} + R3 \right) R_2 R4 R5}{\left( \frac{R4R5}{R4+R5} + R3 + R_2 \right) (R4+R5) \left( R4 R_2 \frac{\frac{R4R5}{R4+R5} + R3}{\frac{R4R5}{R4+R5} + R3 + R_2} + R1 \right)} \right]^2,$$

$$\overline{U_3^2} = \overline{e_3^2} \left( \frac{R4R5}{\left( \frac{R4R5}{R4+R5} + R3 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right) (R4+R5)} \right)^2.$$

Для сопротивления блокирующего фильтра шумовая составляющая составляет

$$\overline{U_5^2} = \overline{e_5^2} \left( \frac{\left( R3 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right) R4}{\left( R5 + \frac{\left( R3 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right) R4}{R3 + R4 + \frac{RzR1}{Rz+R1}} \right) \left( R3 + R4 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right)} \right)^2.$$

Шумовую составляющую напряжения сопротивления истока можно определить по выражению

$$\overline{U_4^2} = \overline{e_4^2} \left( \frac{\left( R5 + R3 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right) R4}{\left( R3 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right) R5 + R4 \left( R3 + R5 + \frac{RzR1}{Rz+R1} \right)} \right)^2.$$

Составляющую источника эквивалентного шумового напряжения за счет внутренних шумов транзистора на выходе схемы можно записать как

$$\overline{U_e^2} = \overline{e^2} \left( \frac{(R3(R4+R5) + R5(R3+R4))R4(R3+R4+R5)}{R5R3(R3+R4)(R4+R5)} \right)^2.$$

Составляющую шумового тока можно определить как

$$\overline{U_i^2} = \overline{i^2} \left( \frac{\left( R3 + \frac{R4R5}{R4+R5} \right) (R5+R4)}{R5} \right)^2.$$

Источники шума являются некоррелируемыми, поэтому для них справедливым является правило суперпозиции, с учетом которого общее шумовое напряжение на выходе схемы включения можно определить как:

$$\overline{U_{ш}^2} = \overline{U_1^2} + \overline{U_2^2} + \overline{U_3^2} + \overline{U_4^2} + \overline{U_5^2} + \overline{U_e^2} + \overline{U_i^2} + \overline{U_z^2}. \quad (3)$$

Подставив приведенные выше составляющие в уравнение (3) и учитывая режим короткого замыкания на входе, получим

$$\overline{U_{ш}^2} = C^2 \overline{e^2} + \frac{\overline{e_3^2} R4^2}{A^2} + \overline{e_5^2} \left( \frac{R4R3}{(R5+B)(R3+R4)} \right)^2 + \overline{e_4^2} \left( \frac{(R5+R3)R4}{R3R5+R4(R3+R5)} \right)^2 + \overline{i^2} A^2, \quad (4)$$

$$\text{где } A = \frac{\left(R3 + \frac{R4R5}{R4 + R5}\right)(R5 + R4)}{R5}, \quad B = \frac{R4R3}{R4 + R3},$$

$$C = \frac{(R3(R4 + R5) + R5(R3 + R4))R4(R3 + R4 + R5)}{R5R3(R3 + R4)(R4 + R5)}.$$

Учитывая выражения (1) и (2) и сгруппировав соответствующие источники шума, выражение (4) можно переписать как:

$$U_{ш} = 4kT\Delta f \left( C^2 r_m + C^2 r_{3\phi} + C^2 r_c + \frac{C^2 R_{ex}^2 (1 + r_m S_{max})^2}{r_g^2 r_m^2 S_{max}^2} + \frac{R5R3^2 R4^2}{(R5 + B)^2 (R3 + R4)^2} \right) +$$

$$+ 4kT\Delta f \left( R4 \left( \frac{(R5 + R3)R4}{R3R5 + R4(R3 + R5)} \right)^2 + \frac{r_m}{R_{ex}^2} A^2 + \frac{R4^2 R3}{A^2} \right) + 2qI_{3\phi} A^2 \Delta f +$$

$$+ 4kT\Delta f \left( S_{max}^2 \frac{P_1}{f} + S_{max,к}^2 \left( \frac{P_2}{f} + \frac{P_3}{1 + f/f_0} \right) \right) \left( \frac{C^2}{S_{max}^2} + \frac{A^2}{S_{max}^2 R_{ex}^2} \right).$$

Вышеприведенное выражение позволяет проводить оценку уровня собственных шумов МДП транзисторов с учетом режима работы, и как частичный случай транзисторов с управляющим р-п-переходом. С использованием выражений (1) и (4) проведено исследование зависимости среднеквадратического напряжения от частоты (рис. 3).

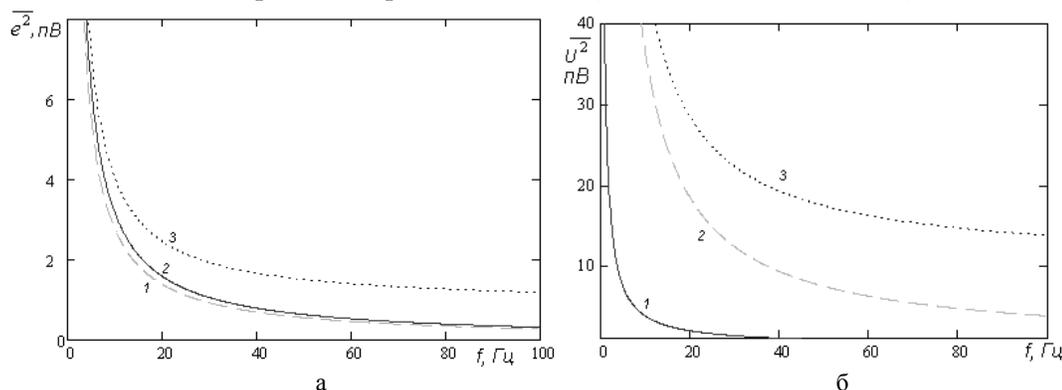


Рис. 3. Зависимость шумового напряжения от частоты

Как видно из рис. 3 а, самый низкий уровень шумового напряжения наблюдается у транзисторов с изолирующим р-п-переходом (кривая 1). Для МДП транзисторов видно, что самый высокий уровень шумов имеют структуры с высокоомной подкладкой, что объясняется шумом генерации-рекомбинации, а для структур с низкоомной – уровень шумов (кривая 2) почти совпадает с кривой 1. Для транзисторов с высокоомной подкладкой влияние НЧ шума наблюдается вплоть до частот 100 кГц и выше.

Анализ расчетов, приведенных на рис 3 б, показывает, что зависимость среднеквадратического шумового напряжения от частоты с учетом влияния элементов схемы включения, имеет тот же характер, однако уровень шумового напряжения отличается на порядок по сравнению с предыдущим случаем, что может приводить к появлению

погрешности при операциях прогнозирования надежности. Таким образом, необходимо учитывать влияние тепловых шумов элементов схемы при прогнозировании надежности полевых транзисторов

Проведено исследование влияния режимов работы на уровень среднеквадратического значения шумового напряжения на разных частотах с учетом элементов схемы (рис. 4).

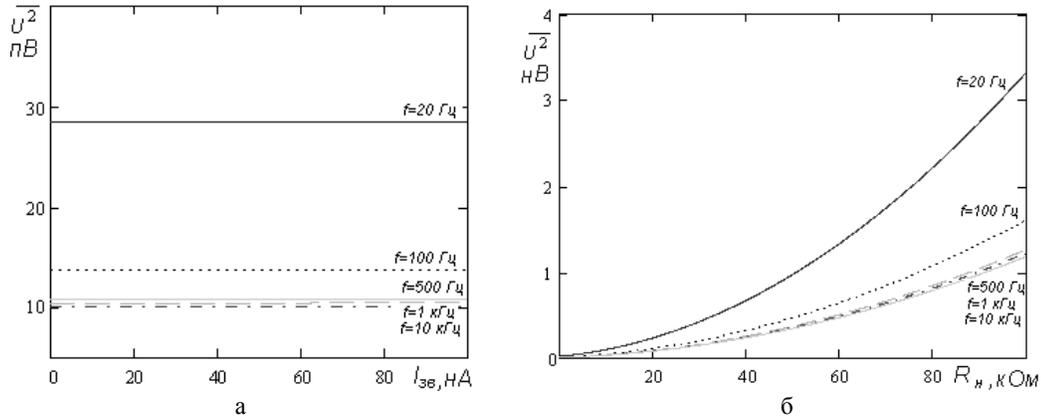


Рис. 4. Зависимость шумового напряжения от тока затвора (а) и сопротивления нагрузки (б)

На рис. 4 а приведена зависимость среднеквадратического шумового напряжения от величины тока на затворе. Как и предвиделось, наибольший уровень шумового напряжения имеет место на частоте 20 Гц и не зависит от величины тока. При изменении сопротивления нагрузки (рис. 4 б) зависимость имеет нелинейный характер и на частоте 20 Гц – наибольшую крутизну. Таким образом, для измерения шумового напряжения необходимо выбирать сопротивление нагрузки схемы включения полевого транзистора, который имеет значение около 1 кОм. Возле этой точки характеристики являются линейными.

### Выводы

В результате проведенных исследований в данной работе предложена усовершенствованная шумовая модель для широкого спектра полевых транзисторов с изолирующим р-п-переходом и МДП транзисторов при учете всех шумовых источников, влияющих на достоверность технологических операций прогнозирования надежности.

Установлено, что среднеквадратическое значение шумового напряжения схемы на порядок отличается от эквивалентного шумового напряжения внутренних шумовых источников транзистора.

На основе проведенных исследований шумовых характеристик можно сделать вывод, что для прогнозирования надежности разных типов полевых транзисторов необходимо проводить измерение на частоте около 20 Гц. При превышении уровня шума исследуемого транзистора в полтора раза расчетного значения, его можно считать ненадежным.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Горлов М. И., Андреев А. В., Ануфриев Л. П., Емельянов В. А. Технологические методы повышения надежности ИС в процессе серийного производства // Микроэлектроника. – 2004. – Том 33. – № 1. – С. 24 - 34.
2. Горлов М. И., Андреев А. В. Входной контроль полупроводниковых изделий // Микроэлектроника. – 2003. – Том 32. – № 5. – С. 390 - 399.
3. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. – М.: ЛБЗ, 2004. – 488 с.
4. Жигальский Г. П., Гваськов А. А., Ситкин П. О. Шум вида 1/f в транзисторах со структурой металл-диэлектрик-полупроводник с разным типом проводимости канала и топологическими размерами // Радиотехника и электроника. – 2007. – Том 52. – № 6. – С. 751 - 756.
5. Жалуд В., Кулешов В. Н. Шумы в полупроводниковых устройствах. Под ред. А. К. Нарышкина. Совместное советско-чешское издание. – М.: Советское радио, 1977. – 416 с.
6. Пряников В. С. Прогнозирование отказов полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1978. – 112 с.

**Кичак Василий Мартынович** – д. т. н., профессор, заведующий кафедрой телекоммуникационных систем и телевидения.

**Михалевский Дмитрий Валерьевич** – аспирант кафедры телекоммуникационных систем и телевидения.

**Крупский Олег Владимирович** – аспирант кафедры телекоммуникационных систем и телевидения.

Винницкий национальный технический университет.