

УДК 621.315.592

В. М. Кичак, д. т. н., проф; Д. В. Михалевський; О. В. Крупський**ШУМОВА МОДЕЛЬ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ ДЛЯ
ПРОГНОЗУВАННЯ ЇХ НАДІЙНОСТІ ЗА РІВНЕМ
НИЗЬКОЧАСТОТНОГО ШУМУ**

У статті проаналізовано внутрішні шуми польових транзисторів, а також запропоновано шумову модель із врахуванням елементів схеми вмикання. Проведено дослідження залежності шумової напруги польового транзистора від режиму роботи та визначено області допустимих значень шумової напруги, в межах якої польовий транзистор є надійним.

Ключові слова: прогнозування надійності, польовий транзистор, середньоквадратична шумова напруга, низькочастотний шум (НЧ), виробництво електронної техніки.

Вступ

Підвищення ступеня інтеграції уніполярних інтегральних схем за рахунок зменшення порогової напруги і потужності споживання призводить до необхідності вдосконалення технологічних методів виготовлення виробів електронної техніки (ВЕТ), які сприяють підвищенню якості цих виробів. Проте за рахунок наявності фізико-хімічних дефектів вихідних напівпровідникових матеріалів та інших факторів відсоток виходу надійних виробів може коливатись у широких межах, і тому виникає необхідність відбраковки ненадійних виробів на етапі вихідного контролю на підприємстві виробнику ВЕТ і вхідного контролю щодо відповідності технічним характеристикам на підприємствах, які виготовляють радіоелектронну апаратуру на їх базі [1, 2]. Тому актуальною є розробка методів та засобів контролю надійності ВЕТ на етапі виробництва та вхідного контролю, що в свою чергу дозволить підвищити надійність радіоелектронної апаратури.

Першим етапом під час розробки нового методу прогнозування надійності за рівнем НЧ шуму є вибір оптимальної шумової моделі, яка повністю відобразить весь шумовий процес у напівпровіднику, який залежить від дефектних областей структури. У роботі [3] проаналізовано і досліджено природу виникнення шумів типу $1/f$ для МДН транзисторів, побудованих за технологією КМОН із різним типом провідності. Тому метою цієї праці є розробка оптимальної шумової моделі для широкого спектра польових транзисторів для створення нових методів прогнозування їх надійності.

Постановка завдання

Для досягнення поставленої мети необхідно проаналізувати всі джерела власних шумів і визначити оптимальні умови та режими вимірювання інформативного параметра, які забезпечують найвищу достовірність виявлення потенційно ненадійних ВЕТ.

Використовуючи шумову модель, необхідно провести дослідження залежності шумових параметрів і характеристик польових транзисторів від режиму роботи та визначити допустимі межі шумової напруги, за яких польовий транзистор буде потенційно надійним.

Шумова модель польового транзистора

Польові транзистори залежно від принципу роботи й технології виготовлення можна розділити на два типи [4]. Для першого типу транзисторів характерний об'ємний канал провідності, який є ділянкою однорідного напівпровідника, відокремленого від областей стоку і витоку збідненим шаром, що утворюється за допомогою р-п-переходу. До другого типу належать транзистори із поверхневим каналом провідності, який утворюється інверсними шарами під дією зовнішнього електричного поля і є структурою метал-Наукові праці ВНТУ, 2009, № 4

діелектрик-напівпровідник (МДН).

Шумові моделі для обох структур будуть подібними, а різниця лише в механізмі виникнення НЧ шумів у каналі. Враховуючи [5], модель транзистора для аналізу шумових характеристик приведено на рис. 1.

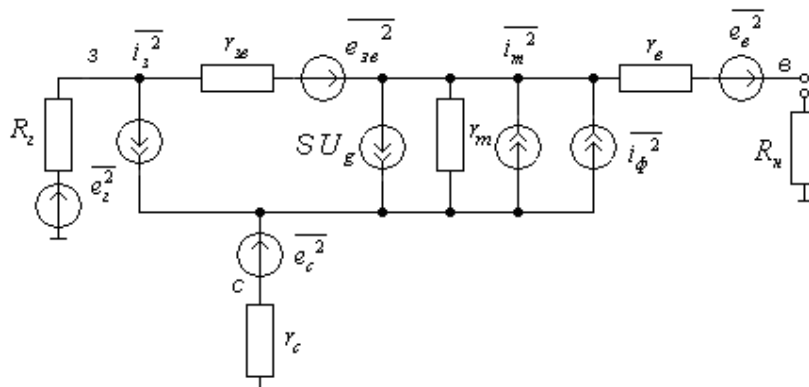


Рис. 1. Шумова модель польового транзистора

У моделі використовується генератор шуму на вході e_2^2 . Для проведення аналізу припускаємо, що всі джерела шуму є незалежними. Основним джерелом теплового шуму є частото - незалежний генератор струму i_m^2 , що описується за формулою Найквіста

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

де S_{\max} – крутість транзистора при насиченні.

На паразитних опорах стоку r_c , витоку r_e і зворотного зв'язку r_{3e} транзистора, виникають джерела теплового струму:

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

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

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

Генератор струму i_3^2 характеризує дробовий шум транзистора, який залежить від постійного зворотного струму і визначається за виразом

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

де I_{3e} – зворотній постійний струм транзистора.

Шуми, вирази для визначення яких наведені вище, справедливі для обох типів польових транзисторів. Для діапазону низьких частот характерні шуми, рівень яких збільшується із зменшенням частоти. У транзисторах із р-п-переходом цей вид шумів виникає в результаті флуктуацій носіїв заряду, які протікають через канал провідності. Ці флуктуації, у свою чергу, виникають внаслідок процесів генерації-рекомбінації на дефектних центрах каналу і в збідненій області р-п-переходу. Для цього типу транзисторів низькочастотну складову можна визначити із виразу:

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

де p_1, p_2, f_0 – коефіцієнти внутрішньої структури транзистора, які залежать від матеріалу й температури.

Низькочастотна складова шуму МДН транзистора виникає внаслідок випадкового захоплення вільних носіїв заряду поверхневими дефектами областей, що знаходяться на межі напівпровідник-діелектрик каналу провідності. Величину цього виду шуму можна визначити за виразом:

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

Інша складова НЧ шуму МДН транзисторів це шум генерації-рекомбінації, що виникає в збідненому шарі підкладки, може бути визначена за формулою

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

де $S_{\max,к}^2$ – крутість керування струму каналу напругою на підкладці;

p_2, p_3, f_0 – коефіцієнти, які залежать від шуму генерації – рекомбінації.

Враховуючи [5], загальні середньоквадратичні значення шумової напруги й шумового струму для моделі, що наведена на рис. 1, можна записати як

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{i_f^2}}{S_{\max}^2} + \frac{\overline{i_m^2}}{S_{\max}^2} + \overline{e_{3\theta}^2} + \overline{e_c^2} + \overline{e_\theta^2} \frac{R_{ex}^2 (1 + r_m S_{\max})^2}{r_\theta^2 r_m^2 S_{\max}^2}, \quad (1)$$

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{i_f^2}}{R_{ex}^2 S_{\max}^2} + \frac{\overline{i_m^2}}{R_{ex}^2 S_{\max}^2} + \overline{i_3^2}. \quad (2)$$

Отже, як видно із наведених вище виразів можна зробити висновок, що рівень власних низькочастотних шумових характеристик для МОН транзисторів значно перевищує рівень власних шумів транзисторів із р-п-переходом. Це зумовлене наявністю шуму генерації – рекомбінації в МДН структурах.

Шумова модель із врахуванням схеми вмикання

Під час математичного моделювання шумових характеристик транзисторів, як правило, враховують їх внутрішні параметри. Результати розрахунків мають наближений характер, і тому на практиці вони не збігаються з експериментом. Із цим можна погодитися для транзисторів, в яких рівень власних шумів є високим. Інша річ, коли мова йде про транзистори із низьким рівнем шуму, які під час вимірювання, на вході вимірювача матимуть складові теплового шуму елементів схеми вмикання і зворотний зв'язок, що призводить до виникнення похибки вимірювання.

Як відомо [6], схема вмикання для вимірювання шумів забезпечує оптимальний режим роботи з погляду максимальної шумової напруги. Тому доцільно розглянути всі види шумових складових, що вносить схема. При подальших розрахунках розглядатимемо структуру МДН транзистора як найбільш розповсюджену, в якій враховується схема вмикання. Загальну шумову картину транзистора, що досліджується, можна представити, як показано на рис. 2.

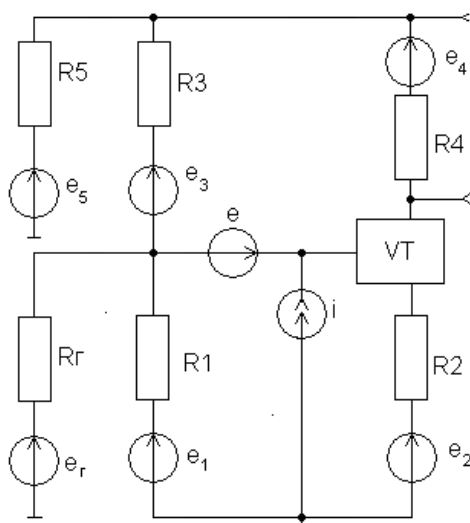


Рис. 2. Шумова модель увімкнення транзистора

Кожне джерело шуму, що діє у схемі, є незалежним, тому джерела шумової напруги $\overline{e_1}$, $\overline{e_2}$, $\overline{e_3}$, $\overline{e_4}$, $\overline{e_5}$, \overline{e} є джерелами теплового шуму відповідних резисторів, а джерела \overline{e} , \overline{i} визначаються за еквівалентними значеннями шумової напруги й струму (формули 1 і 2). Визначимо для кожного генератора шуму (рис. 2) складові, які дають внесок у загальну шумову напругу на виході досліджуваної схеми. Отже, для шумового генератора на вході можна записати

$$\overline{U_2^2} = \overline{e_2^2} \left(\frac{R4R5^2R1}{\left(\frac{R4R5R1}{(R4+R5)\left(\frac{R4R5}{R4+R5} + R1\right)} + R2 \right) \left(\frac{R4R5}{R4+R5} + R3 \right)} \right)^2$$

Складові шуму за рахунок подільника напруги:

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

$$\overline{U_3^2} = \overline{e_3^2} \left(\frac{R_4 R_5}{\left(\frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} + R_3 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right) (R_4 + R_5)} \right)^2.$$

Для опору блокуючого фільтра шумова складова становить

$$\overline{U_5^2} = \overline{e_5^2} \left(\frac{\left(R_3 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right) R_4}{\left(R_5 + \frac{\left(R_3 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right) R_4}{R_3 + R_4 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1}} \right) \left(R_3 + R_4 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right)} \right)^2.$$

Шумову складову напруги опору витоку можна визначити за виразом

$$\overline{U_4^2} = \overline{e_4^2} \left(\frac{\left(R_5 + R_3 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right) R_4}{\left(R_3 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right) R_5 + R_4 \left(R_3 + R_5 + \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \right)} \right)^2.$$

Складову джерела еквівалентної шумової напруги за рахунок внутрішніх шумів транзистора шуму на виході схеми можна записати як

$$\overline{U_e^2} = \overline{e^2} \left(\frac{(R_3(R_4 + R_5) + R_5(R_3 + R_4)) R_4 (R_3 + R_4 + R_5)}{R_5 R_3 (R_3 + R_4) (R_4 + R_5)} \right)^2.$$

Для складової шумового струму складова становить

$$\overline{U_i^2} = \overline{i^2} \left(\frac{\left(R_3 + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} \right) (R_5 + R_4)}{R_5} \right)^2.$$

Джерела шуму є некорельованими, тому для них справедливе правило суперпозиції, із врахуванням якого загальну шумову напругу на виході схеми вмикання можна визначити як:

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

Підставивши наведенні вище складові в рівняння (3) і враховуючи режим короткого замикання на вході, отримаємо

$$\overline{U_{uu}^2} = C^2 \overline{e^2} + \frac{\overline{e_3^2} R_4^2}{A^2} + \overline{e_5^2} \left(\frac{R_4 R_3}{(R_5 + B)(R_3 + R_4)} \right)^2 + \overline{e_4^2} \left(\frac{(R_5 + R_3) R_4}{R_3 R_5 + R_4 (R_3 + R_5)} \right)^2 + \overline{i^2} A^2, \quad (4)$$

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

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

Враховуючи вирази (1) і (2) і згрупувавши відповідні джерела шуму, вираз (4) можна переписати так:

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

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

$$+ 4kT\Delta f \left(S_{max}^2 \frac{p_1}{f} + S_{max,к}^2 \left(\frac{p_2}{f} + \frac{p_3}{1 + f/f_0} \right) \right) \left(\frac{C^2}{S_{max}^2} + \frac{A^2}{S_{max}^2 R_{ex}^2} \right).$$

Наведений вище вираз дозволяє проводити оцінку рівня власних шумів МДН транзисторів із врахуванням режиму роботи, і зокрема транзисторів із керуючим р-п-переходом. Із використанням виразів (1) і (4) проведено дослідження залежності середньоквадратичної напруги від частоти (рис. 3).

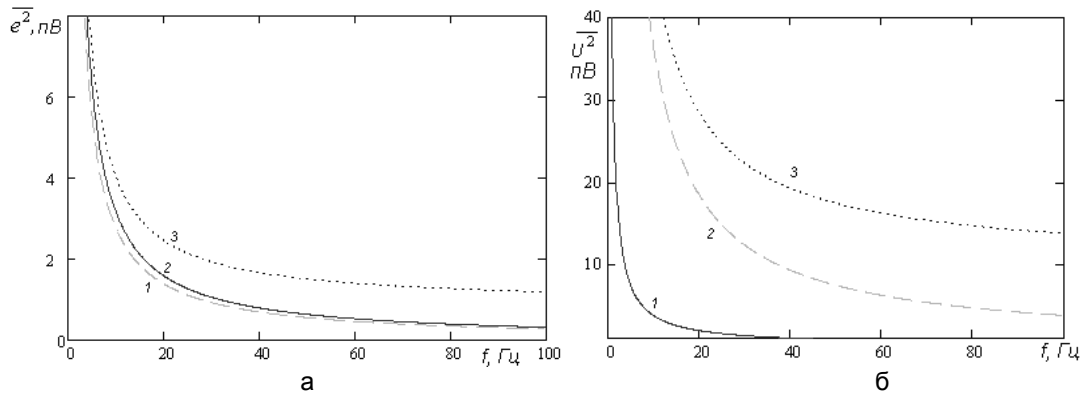


Рис. 3. Залежність шумової напруги від частоти

Як видно із рис. 3 а, найнижчий рівень шумової напруги спостерігається в транзисторів із ізолюючим р-п-переходом (крива 1). Для МДН транзисторів видно, що найвищий рівень шумів спостерігається для структур із високоомною підкладкою, який вноситься шумом генерації-рекомбінації, а для структур із низькоомною – рівень шумів (крива 2) майже збігається з кривою 1. Для транзисторів із високоомною підкладкою вплив НЧ шуму спостерігається аж до частот 100 кГц і вище.

Аналіз розрахунків, приведених на рис 3 б, показує що залежність середньоквадратичної шумової напруги від частоти із врахуванням впливу елементів схеми вмикання має той самий характер, але рівень шумової напруги відрізняється на порядок порівняно з попереднім випадком, що може призводити до появи похибки під час операцій

прогнозування надійності. Отже, необхідно враховувати вплив теплових шумів елементів схеми під час прогнозування надійності польових транзисторів.

Проведено дослідження впливу режимів роботи на рівень середньоквадратичного значення шумової напруги на різних частотах із врахуванням елементів схеми (рис. 4).

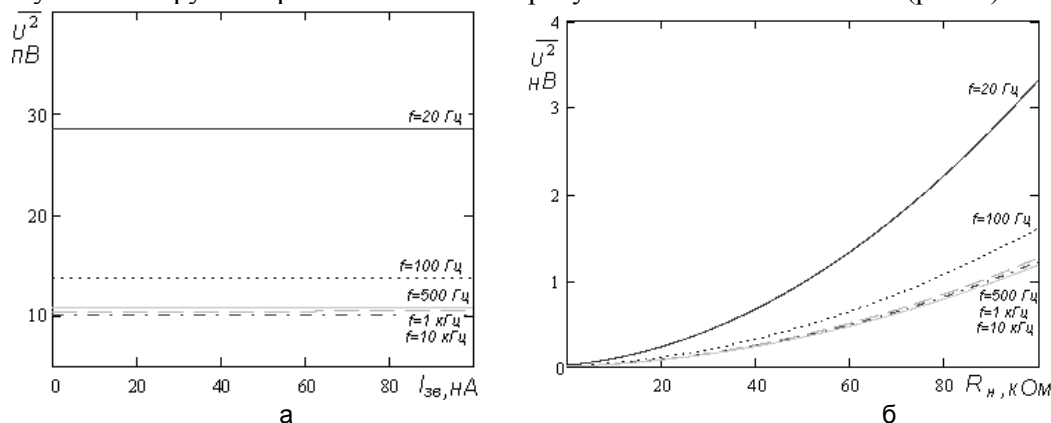


Рис. 4. Залежність шумової напруги від струму затвору (а) й опору навантаження (б)

На рис. 4 а приведено залежність середньоквадратичної шумової напруги від величини струму на заслоні. Як і передбачалося, найвищий рівень шумової напруги знаходиться на частоті 20 Гц і не залежить від величини струму. При зміні опору навантаження (рис. 4 б) залежність матиме нелінійний характер і на частоті 20 Гц – найбільшу крутість. Отже, для вимірювання шумової напруги, необхідно вибирати опір навантаження схеми ввімкнення польового транзистора, який має значення близько 1 кОм. Біля цієї точки характеристики є лінійними.

Висновки

У результаті проведених досліджень у цій роботі запропоновано вдосконалену шумову модель для широкого спектра польових транзисторів з ізолюючим р-п-переходом і МДН транзисторів з врахуванням усіх шумових джерел, що впливають на достовірність технологічних операцій прогнозування надійності.

Встановлено, що середньоквадратичне значення шумової напруги схеми на порядок відрізняється від еквівалентної шумової напруги внутрішніх шумових джерел транзистора.

На основі проведених досліджень шумових характеристик можна зробити висновок, що прогнозування надійності різних типів польових транзисторів необхідно проводити вимірювання на частоті близько 20 Гц. При перевищенні рівня шуму досліджуваного транзистора в півтори рази розрахункового значення, його можна вважати ненадійним.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

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 Василь Мартинович – д. т. н., професор, завідувач кафедри телекомунікаційних систем та телебачення,

Михалевський Дмитро Валерійович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення.

Крупський Олег Володимирович – аспірант кафедри телекомунікаційних систем та телебачення.
Вінницький національний технічний університет.