

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

канд. техн. наук Осадчук О.В.

Вдосконалення систем автоматичного контролю і керування різними об'єктами, процесами, виробництвами багато в чому визначається досягненнями в області вимірювальних перетворювачів. Транзистори зі структурою метал-діелектрик-напівпровідник широко застосовуються в мікроелектроніці завдяки своїм перевагам: мають добрі електричні характеристики, підвищену надійність, відсутність додаткової ізоляції [1]. В роботі [2] описується можливість застосування структур з від'ємним опором в якості датчика температури, однак недостатньо вивчені фізичні механізми, що протікають в транзисторній структурі з від'ємним опором, відсутній аналітичний опис залежності активної та реактивної складової вихідного опору від режимів роботи та температури зовнішнього середовища. Ці питання мають актуальність для розвитку напівпровідникових первинних перетворювачів "температура-частота генерації" на транзисторних структурах з від'ємним опором, тому в даній роботі зроблена спроба розробити математичну модель такого перетворювача.

Транзисторна структура з вольт-амперною характеристикою лямбда-типу складається з двох МДН транзисторів. Принципова схема цієї структури приведена на рис. 1. Між стоками транзисторів в результаті додатного зворотного зв'язку виникає повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна складова - ємнісний характер.

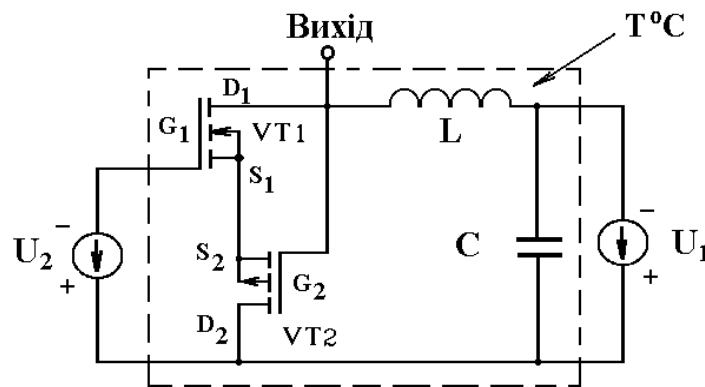


Рис.1. Електрична схема МДН-транзисторної структури з від'ємним опором.

Зміна температури оточуючого середовища впливає на різні параметри і характеристики МДН-транзисторів, а саме на рухливість носіїв, порогову напругу, зворотні струми переходів стоку і витоку та інші параметри [1, 3]. Всі

перераховані вище параметри входять в еквівалентну схему МДН - транзистора, яка приведена на рис.2.

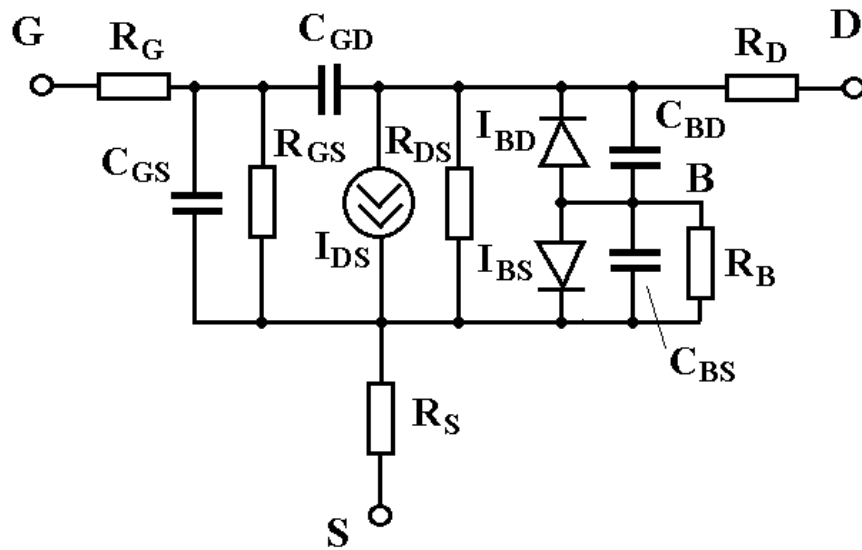


Рис.2. Еквівалентна схема МДН-транзистора з врахуванням температурних залежностей параметрів.

Розглянемо температурні залежності параметрів еквівалентної схеми польового транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі температурного перетворювача.

Струм насичення р-п переходу підкладки залежить від температури [3]:

$$I_s(T) = I_s \exp\left(\frac{E_g(T)}{V_t(T)}\right), \quad (1)$$

де $V_t = kT / q$ - температурний потенціал;

q - заряд електрону;

k - стала Больцмана;

E_g - ширина забороненої зони.

Залежність ширини забороненої зони для кремнію від температури оточуючого середовища описується виразом [3]:

$$E_g(T) = 1,16 - 0,00072 T^2 / (T + 1108), \quad (2)$$

Густина струму насичення

$$J_s(T) = J_s \exp\left(\frac{E_g(T)}{V_t(T)}\right), \quad (3)$$

а питома густина струму насичення має вигляд [3]:

$$J_{sw}(T) = J_{sw} \exp\left(\frac{E_g T}{T_0} - \frac{E_g(T)}{V_t}\right), \quad (4)$$

Напруга інверсії бокової поверхні р-п переходу [4]:

$$V_{BSW}(T) = \frac{V_{BSW} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T) , \quad (5)$$

Контактна різниця потенціалів переходу діелектрик-напівпровідник [4]:

$$\varphi_{SiO_2}(T) = \frac{\varphi_{SiO_2} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T) , \quad (6)$$

Ємність переходу підкладка-стік при нульовому зміщенні описується виразом:

$$C_{BD}(T) = C_{BD}(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)) , \quad (7)$$

де M_J - коефіцієнт який враховує плавність переходу підкладка-стік (0,5);
 V_B - напруга інверсії приповерхневого шару підкладки (0,8 В).

Ємність переходу підкладка-витік при нульовому зміщенні знаходимо з формули:

$$C_{BS}(T) = C_{BS}(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)) . \quad (8)$$

Залежність питомої ємності р-п переходу при нульовому зміщенні (на площу переходу) від температури має вигляд:

$$C_J(T) = C_J(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)) . \quad (9)$$

Питома ємність бокової поверхні переходу при нульовому зміщенні описується виразом:

$$C_{JSW}(T) = C_{JSW}(1 + M_{JSW}(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)) , \quad (10)$$

де M_{JSW} - коефіцієнт нахилу бокової поверхні переходу підкладка-стік.

При напругах на затворі, що забезпечують сильну інверсію поверхневої провідності, рухливість носіїв при $T > 300$ К зменшується з ростом температури по закону [1]:

$$\mu(T) = \mu(T_0)(T/T_0)^{-3/2} , \quad (11)$$

де T_0 - нормальна температура 300 К;

$\mu(T_0)$ - рухливість при $T = 300$ К.

Коефіцієнт пропорційності

$$K_P(T) = K_P(T_0)(T/T_0)^{-3/2} , \quad (12)$$

де $K_P = 2 \cdot 10^{-5}$ А/В².

Струм переходу підкладка-витік I_{BS} і струм переходу підкладка-стік I_{BD} описуються відповідно виразами [4]:

$$I_{BS} = I_{BS} \left(\exp \left(\frac{V_{BS}}{N \cdot kT/q} \right) - 1 \right); \quad I_{BD} = I_{BD} \left(\exp \left(\frac{V_{BD}}{N \cdot kT/q} \right) - 1 \right), \quad (12)$$

де N - коефіцієнт неідеальності переходу підкладка-стік (витік) дорівнює 1,1 - 1,3.

Вираз для порогової напруги МДН транзистора для аналітичних моделей має вигляд [1]:

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_f - \frac{Q_S}{C_0} + \frac{1}{C_0} \sqrt{4 \varepsilon_S \cdot q \cdot N_{A(D)} \cdot \varphi_f}, \quad (13)$$

де Q_S - питомий поверхневий заряд, Φ/m^2 ;

ε_S - відносна електрична проникність напівпровідника;

$N_{A(D)}$ - концентрація домішок;

C_0 - питома ємність оксиду.

Потенціал Фермі, що входить у вираз (13) також залежить від температури [1]:

$$\varphi_f = \pm kT/q \cdot \ln(N_{A(D)} / n_i(T)), \quad (14)$$

$$n_i(T) = 3.9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T) / V_t). \quad (15)$$

Температурна залежність порогової напруги враховуючи (6), (14), (15) описується наступним виразом:

$$U_T = \left(\frac{\varphi_{SiO_2} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T) \right) + 2kT/q \cdot \ln \left(N_A / (3.9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T) / V_t)) \right) - \frac{Q_S}{C_0} + \frac{1}{C_0} \sqrt{\frac{4 \varepsilon_S \cdot N_A \cdot kT}{\ln(N_A / (3.9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T) / V_t))}}. \quad (16)$$

Вольт-амперна характеристика МДН транзистора з коротким каналом в лінійному режимі із врахуванням температурних залежностей при виконанні умови $U_{DS} < (U_{GS} - U_T) / \alpha$ описується виразом:

$$I_D = \frac{\mu(T) \cdot C_0 \cdot W \cdot \alpha}{L} \left((U_{GS} - U_T(T)) \cdot U_{DS} - \frac{\alpha \cdot U_{DS}^2}{2} \right), \quad (17)$$

де W - ширина каналу, L - довжина каналу, γ - коефіцієнт насичення швидкості, $\alpha = \beta + \gamma(U_{GS} - U_T(T))$ - підгоночний коефіцієнт, β - підгоночний коефіцієнт (1.1 - 1.5).

Струм стоку в режимі насичення при $U_{DS} \geq (U_{GS} - U_T(T)) / \alpha$ може бути описаний наступною формулою:

$$I_{Dsat} = \frac{\mu(T) \cdot C_0 \cdot W \cdot \alpha}{2L} (U_{GS} - U_T(T))^2 \left(1 + \lambda(\alpha / \beta)^2 (U_{DS} - U_{Dsat}) \right), \quad (18)$$

де λ - коефіцієнт модуляції довжини каналу.

Отже величина струму транзисторної структури залежить від температури оточуючого середовища, що пов'язано з додатковим збільшенням нерівноважної концентрації носіїв заряду в об'ємі напівпровідника, а також зменшенні рухливості носіїв заряду. Таким чином отримані всі температурозалежні параметри еквівалентної схеми МДН-транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі частотного перетворювача.

Підключення зовнішньої індуктивності до стоку польового транзистора VT1 (див. рис.1.) дає змогу отримати автогенератор електричних коливань в якому роль ємності контуру виконує еквівалентна ємність транзисторної структури з від'ємним активним опором.

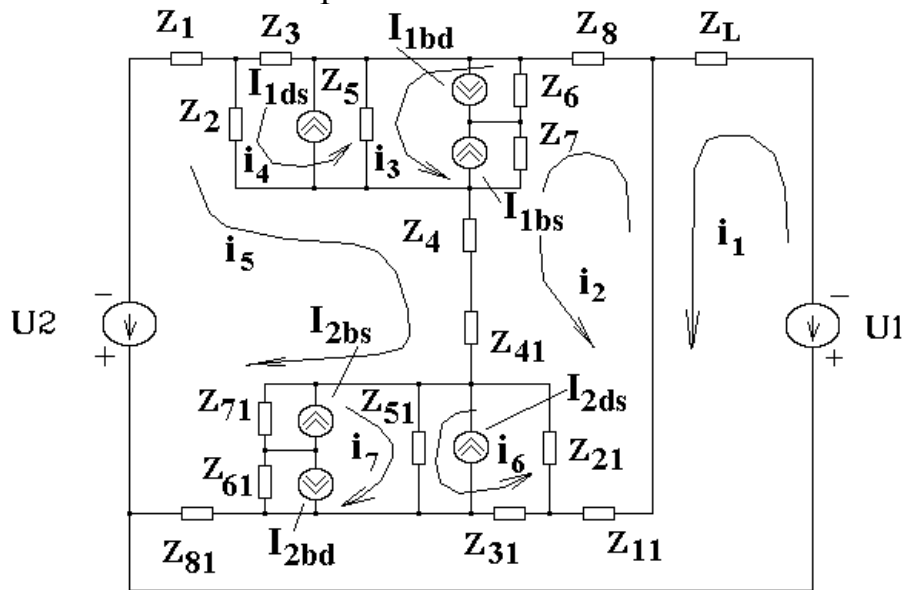


Рис.3. Еквівалентна схема температурного перетворювача.

Для аналізу поведінки функціонального перетворювача від змін частоти, режимів живлення, температури оточуючого середовища та інших, необхідно отримати аналітичні залежності величини активної та реактивної складової повного опору даної структури від вказаних вище параметрів, що складає математичну модель перетворювача [5]. Для цих цілей запропонована еквівалентна схема частотного перетворювача (Рис.3.). Розрахунок проведений за допомогою системи рівнянь Кірхгофа на основі метода контурних струмів. Система рівнянь має наступний вигляд:

$$\begin{aligned}
U_1 &= (Z_L + Z_{11} + Z_{31} + Z_{81})i_1 - Z_{11}i_2 - Z_{31}i_6 + Z_{81}i_5 + Z_{31}I_{2DS}; \\
0 &= -Z_6i_3 + (Z_8 + Z_6 + Z_7 + Z_4 + Z_{41} + Z_{21} + Z_{11})i_2 - Z_6I_{1BD} - \\
&\quad - Z_7i_3 + Z_7I_{1BS} + Z_4i_5 + Z_{41}i_5 - Z_{21}i_6 + Z_{21}I_{2DS} - Z_{11}i_1; \\
0 &= (Z_5 + Z_7 + Z_6)i_3 - Z_5i_4 + Z_5I_{1DS} + Z_6I_{1BD} - Z_7I_{1BS} - Z_6i_2 - Z_7i_2; \\
0 &= (Z_3 + Z_2 + Z_5)i_4 + Z_2i_5 - Z_5I_{1DS} - Z_5i_3; \\
U_2 &= (Z_1 + Z_2 + Z_4 + Z_{41} + Z_{71} + Z_{61} + Z_{81})i_5 + Z_2i_4 + Z_2I_{1DS} + Z_4i_2 + \\
&\quad + Z_{41}i_2 - Z_{71}i_7 + Z_{71}I_{2BS} - Z_{61}i_7 - Z_{61}I_{2BD} + Z_{81}i_1; \\
0 &= (Z_{51} + Z_{31} + Z_{21})i_6 + Z_{51}i_7 + Z_{51}I_{2DS} - Z_{31}i_1 - Z_{21}i_2 - Z_{21}I_{2DS}; \\
0 &= (Z_{71} + Z_{61} + Z_{51})i_7 - Z_{71}i_5 - Z_{71}I_{2BS} - Z_{61}i_5 + Z_{61}I_{2BD} + Z_{51}i_6 + Z_{51}I_{2DS}.
\end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned}
Z_1 &= R_{G1}; & Z_4 &= R_{S1}; & Z_8 &= R_{D1}; & Z_5 &= R_{DS1}; \\
Z_{11} &= R_{G2}; & Z_{41} &= R_{S2}; & Z_{81} &= R_{D2}; & Z_{51} &= R_{DS2}; \\
Z_2 &= \frac{R_{GS1}}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2 C_{GS1}^2} - \frac{j R_{GS1}^2 \omega C_{GS1}}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2 C_{GS1}^2}; & Z_3 &= -j / (\omega C_{GD1}); \\
Z_{21} &= \frac{R_{GS2}}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2 C_{GS2}^2} - \frac{j R_{GS2}^2 \omega C_{GS2}}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2 C_{GS2}^2}; & Z_{31} &= -j / (\omega C_{GD2}); \\
Z_7 &= \frac{R_{B1}}{1 + \omega^2 R_{B1}^2 C_{BS1}^2} - \frac{j R_{B1}^2 \omega C_{BS1}}{1 + \omega^2 R_{B1}^2 C_{BS1}^2}; & Z_6 &= -j / (\omega C_{BD1}); \\
Z_{71} &= \frac{R_{B2}}{1 + \omega^2 R_{B2}^2 C_{BS2}^2} - \frac{j R_{B2}^2 \omega C_{BS2}}{1 + \omega^2 R_{B2}^2 C_{BS2}^2}; & Z_{61} &= -j / (\omega C_{BD2}).
\end{aligned}$$

Рішення системи рівнянь дало змогу отримати теоретичну залежність вольт-амперної характеристики функціонального перетворювача, яку необхідно порівняти з експериментальною.

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали польових транзисторів BSS 284 та BF 998, які розварили на мікрополоскову плату із ситалу.

Дослідження температурних характеристик проводились в спеціальній термокамері, що підтримує температуру з точністю $\pm 0,5^\circ \text{C}$.

На рис. 4 зображена теоретична та експериментальна залежність вольт-амперної характеристики від температури. Аналіз кривих показує, що з підви-

щенням температури збільшується максимальний струм лямбда-структури за рахунок термогенерації носіїв заряду, отже термогенерація носіїв має більший вплив на вихідний струм приладу ніж зміна рухливості.

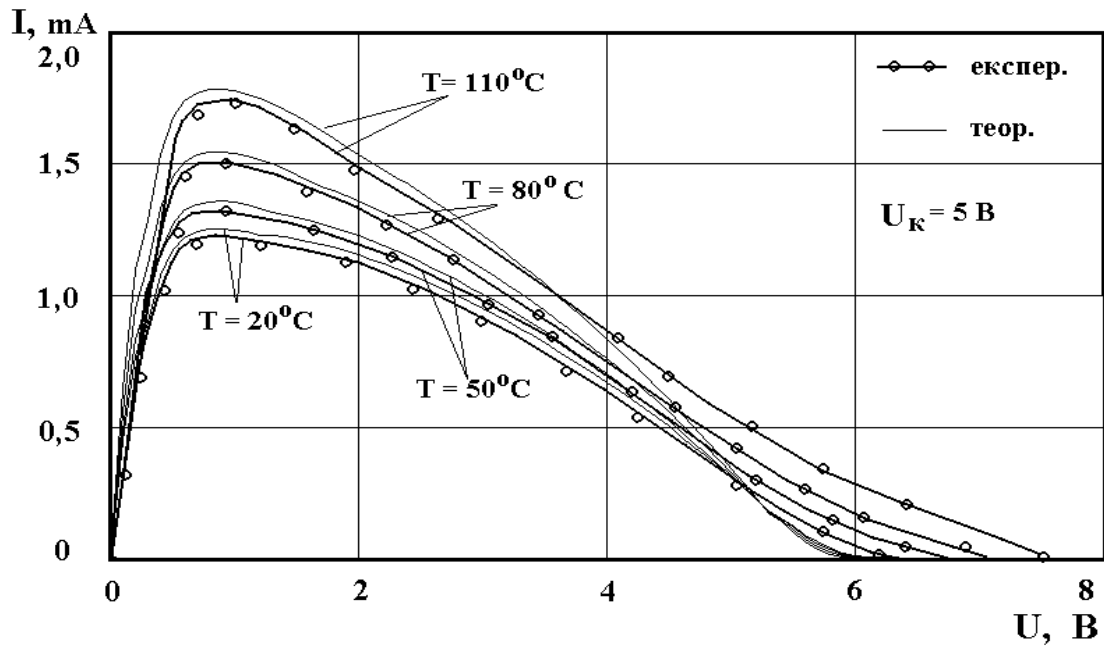


Рис.4. Теоретична та експериментальна залежність ВАХ від температури.

Залежність частоти генерації від температури зображена на рис. 5. Із графіку видно, що підвищення температури в діапазоні від 20° до 90° С призводить до незначного зниження частоти генерації (2 - 3%), але в діапазоні 90° - 120° С спостерігається різкий спад частоти. Цей спад викликаний термогенерацією носіїв заряду, яка збільшує еквівалентну ємність транзисторної структури при незмінних напругах живлення та керування.

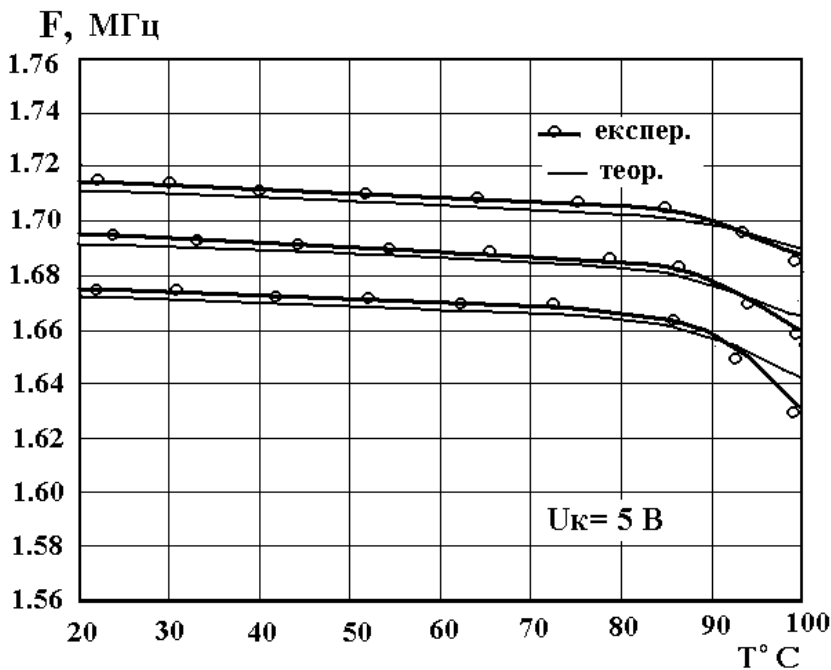


Рис.5. Теоретична та експериментальна залежність

частоти генерації від температури.

Це свідчить про можливість створення температурного перетворювача на структурі з від'ємним опором в температурному діапазоні від -60°C до 90°C , що дозволяє використовувати лямбда-структури в якості інформаційних датчиків, та інших точних приладів.

ВИСНОВКИ

1. Розроблена математична модель перетворювача “температура-частота генерації” на основі двох МДН – транзисторів, що дозволило отримати залежність частоти генерації від температури.
2. Простота конструкції перетворювача дає можливість виготовляти даний пристрій по інтегральній технології.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э. Электроника ультрабольших интегральных схем: Пер. с англ. - М.: Мир, 1991. -327 с.
2. Чураков А.Я., Овсянников В.В. Датчики температуры с аналогом лямбда-диода. Электроника, N7, 1989 с. 23 - 25.
3. Antognetti P., Massobrio G. Semiconductor device modeling with SPICE. McGraw-Hill, Inc. - New York, 1988. - 391 p.
4. Pspice User's guide. MicroSim Corporation. – La Cadena Drive, Laguna Hills, 1989. - 450 p.
5. Осадчук А. В. Исследование транзисторной структуры с отрицательным сопротивлением. International Conference Materials. ELECTRONICS ' 98.- Kaunas: Technologija, 1998. с. 15 - 20.

Кафедра мікроелектроніки оргтехніки та зв'язку