

Досліджено режими стокового детектування в автодинному сенсорі на польовому транзисторі з ізольованим затвором вмонтованим каналом. Проведено аналітичний опис залежності струму стоку з врахуванням опору навантаження в колі стоку. Знайдено середнє значення струму стоку за період модулюючих коливань в залежності від напруги зміщення затвор-витік

Ключові слова: стокове детектування, автодинний сенсор, транзистор

Исследованы режимы стокового детектирования в автодинном сенсоре на поле-вом транзисторе с изолированным затвором вмонтированным каналом. Проведено аналитическое описание зависимости тока стока с учетом сопротивления нагрузки в кругу стока. Найдено среднее значение тока стока за период модулирующих колебаний в зависимости от напряжения смещения затвор-исток

Ключевые слова: стоковое детектирование, автодинный сенсор, транзистор

Modes of the drain detection in an autodyne sensor on the depletion MOS field-effect transistor are investigated. The analytical description of drain current dependence taking into account a load resistance in a drain circuit is carried out. Average value of a drain current for the period of modulating fluctuations versus of a shift voltage of a gate-source is found

Keywords: drain detection, autodyne sensor, transistor

СТОКОВЕ ДЕТЕКТУВАННЯ НА МОН ТРАНЗИСТОРІ З ВМОНТОВАНИМ КАНАЛОМ

А.Д. Верига

Асистент*

Контактний тел.: (03722) 4-24-36, 097-219-30-41

E-mail: veriga@ukr.net

Л.Ф. Політанський

Доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри*

*Кафедра радіотехніки та інформаційної безпеки
Чернівецький національний університет ім.Ю.Федьковича
вул. Коцюбинського, 2, м. Чернівці, 58012
Контактний тел.: (03722) 4-24-36

Автодинні сенсори є основою радіочастотної приймаючої частини пристрою спостереження магнітного резонансу [1, 2, 3]. Схема автодинного сенсора на основі витокового повторювача характеризується більшою чутливістю у порівнянні з іншими схемами, кращим співвідношенням сигнал/шум та простотою схеми [4].

При взаємодії зі зразком, розміщеному в котушці індуктивності коливального контуру, зменшується величина еквівалентного опору контуру. Це призводить до збільшення критичної величини коефіцієнта зворотного зв'язку і, як наслідок, для встановленого в автодині зворотного зв'язку, зміни амплітуди коливань генератора, що пропорційна зміні затухання контуру [5, 6]. Можливі два способи виділення низькочастотної складової сигналу: діодне (в цьому випадку шумами, що вносяться діодом не можна нехтувати) та стокове детектування (обумовлене нелінійністю прохідної характеристики польового транзистора) [7]. Метод стокового детектування дозволяє поєднувати функції ВЧ-генератора і детектора, усуває необхідність узгодження коливального контуру з окремим

діодним детектором та забезпечує значне зменшення його шум-фактору за рахунок зменшення числа потенційних джерел шуму радіоспектрометра [4, 8].

При проведенні макетування автодинного сенсора на польовому транзисторі з ізольованим затвором, що має вмонтований канал, спостерігається два режими стокового детектування сигналу [9]. При переміщенні робочої точки транзистора по перехідній характеристиці реєструються два сигнали резонансного поглинання взаємно протилежної фази та різної амплітуди, що відповідають різним напругам зміщення стік-витік. Безумовно, що один з цих сигналів отримується за рахунок квадратичної ділянки перехідної характеристики польового транзистора [10]. Встановлено, що інша область прохідної характеристики транзистора, де відбувається стокове детектування, формується внаслідок ввімкнення в ділянку стоку резистору навантаження. Математичний аналіз стокового детектування, що приведений в літературі, не описує обох точок детектування при різних режимах роботи автодинного сенсора. Зокрема вольт-амперна характе-

ристика наближено апроксимується поліномом [4, 11] і не враховується залежність крутизни від напруги затвор-витік.

Метою роботи є розробка математичної моделі вольт-амперної характеристики детектора з врахуванням опору навантаження в ланці стоку, що дає можливість знайти середнє значення струму стоку за період модульованих коливань в залежності від напруги зміщення затвор-витік.

Для дослідження впливу режимів детектування на його ефективність проведемо теоретичний аналіз стокового детектування, моделювання схеми автодинного сенсора в програмному середовищі MicroCap, а також дослідимо вплив опору в ланці стоку на залежність струму стоку.

Вольт-амперні характеристики польового транзистора описуються системою рівнянь [12, 13, 14]. Найбільш точною є система рівнянь (1) [14], оскільки, вона має найбільшу кількість параметрів, що описують вольт-амперну характеристику.

$$I_d = \begin{cases} 0, & \text{при } U_z \leq U_{\text{HAC}} \\ \beta(2U_z - U_{\text{CB}})U_{\text{CB}}, & \text{при } U_{\text{CB}} < U_z \\ \beta(2U_z - U_{\text{HAC}})U_{\text{HAC}} \frac{1+a(U_{\text{CB}} - U_{\text{HAC}})+b(U_{\text{CB}} - U_{\text{HAC}})^2}{1+c(U_{\text{CB}} - U_{\text{HAC}})}, & \text{при } U_{\text{CB}} \geq U_z \end{cases} \quad (1)$$

де $U_z = U_{\text{зв}} - U_0$ – ефективна напруга затвора, U_0 – напруга відсічки (порогова напруга), $U_{\text{зв}}$ – напруга між затвором та витоком; U_{CB} – напруга між стоком та витоком; $U_{\text{HAC}} = U_z - (\sqrt{1+\lambda^2 U_z^2} - 1)/\lambda$, λ – параметр модуляції довжини каналу; β – питома крутизна (коефіцієнт пропорційності); a, b, c – допоміжні параметри: $c = 1/\{\lambda(1-d)[U_z^2 - (U_z - U_{\text{HAC}})^2]\}$, $a = c + \lambda$, $b = cd\lambda$, d – варіація вихідної провідності на похилій ділянці вольт-амперної характеристики ($d = 0.5 \div 0.8$ для низькочастотних транзисторів, $d = 0.2 \div 0.5$ – для високочастотних).

В програмному середовищі Micro-Cap 8 достатньо точна апроксимація ВАХ польового транзистора забезпечується використанням відносно простої трьох-параметричної моделі відомої у вітчизняній літературі як модель Шичмена-Ходжеса:

$$I_d = \begin{cases} 0, & \text{при } U_{\text{eff}} \leq 0, \\ \beta(2U_{\text{eff}} - U_{\text{ds}})U_{\text{ds}}(1+\lambda U_{\text{ds}}), & \text{при } U_{\text{eff}} > U_{\text{ds}}, \\ \beta U_{\text{eff}}^2(1+\lambda U_{\text{ds}}), & \text{при } U_{\text{eff}} \leq U_{\text{ds}}, \end{cases} \quad (2)$$

де I_d – струм стоку, $U_{\text{eff}} = U_{\text{gs}} - U_{\text{g0}}$ – ефективна напруга затвора, U_{gs} і U_{ds} – напруга на затворі і стоці щодо витоку відповідно, U_{g0} – порогова напруга, λ – параметр, що характеризує модуляцію довжини каналу напругою стоку, β – питома крутизна.

Для аналізу оберемо систему рівнянь, що описує вольт-амперну характеристику польового транзистора з ізольованим затвором вмонтованим каналом з використанням кон-

структивних та електрофізичних параметрів структури [12]:

$$I_d = \begin{cases} 0, & \text{при } U_{\text{eff}} \leq 0, \\ \mu_n \cdot C_{\text{ox}} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{\text{gs}} - U_{\text{tn}} - \frac{U_{\text{ds}}}{2}) \cdot U_{\text{ds}}, & \text{при } U_{\text{eff}} > U_{\text{ds}}, \\ \mu_n \cdot C_{\text{ox}} \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{1}{2} \cdot (U_{\text{gs}} - U_{\text{tn}})^2, & \text{при } U_{\text{eff}} \leq U_{\text{ds}}, \end{cases} \quad (3)$$

де I_d – струм стоку, $U_{\text{eff}} = U_{\text{gs}} - U_{\text{tn}}$ – ефективна напруга затвора, U_{gs} і U_{ds} – напруга на затворі і стоці щодо витоку відповідно, U_{tn} – напруга відсічки, μ_n – рухливість носіїв заряду, C_{ox} – питома ємність затвору, W, L – ширина та довжина каналу транзистора.

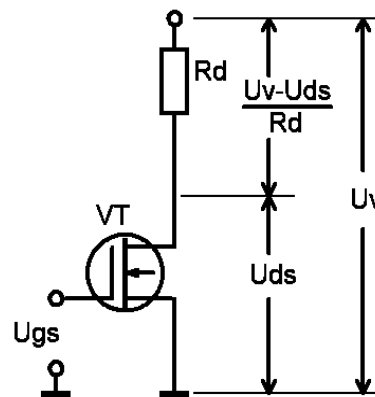


Рис. 1. Розподіл напруги живлення між транзистором та опором навантаження

При ввімкненні резистора в ділянку стоку (рис. 1) пряма навантаження буде описуватися виразом (4), а вольт-амперна характеристика транзистора системою рівнянь (3), в результаті чого отримаємо систему рівнянь (5). Дана система рівнянь дозволяє обчислити залежність струму стоку I_d від напруги на затворі U_{gs} з врахуванням опору навантаження R_d . Струм стоку та напруга стік-витік в даному випадку будуть взаємозв'язаними.

$$I_d(U_{\text{gs}}) = \frac{U_v - U_{\text{ds}}(U_{\text{gs}})}{R_d} \quad (4)$$

де $I_d(U_{\text{gs}})$ і $U_{\text{ds}}(U_{\text{gs}})$ – струм стоку та напруга стік-витік, які будуть зв'язані і залежні від напруги на затворі U_{gs} щодо витоку відповідно, U_v – напруга живлення схеми, R_d – опір навантаження транзистора в колі стоку.

$$\begin{cases} I_d(U_{\text{gs}}) = \frac{U_v - U_{\text{ds}}(U_{\text{gs}})}{R_d} \\ I_d(U_{\text{gs}}) = \begin{cases} 0, & \text{при } U_{\text{eff}} \leq 0, \\ \mu_n \cdot C_{\text{ox}} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{\text{gs}} - U_{\text{tn}} - \frac{U_{\text{ds}}(U_{\text{gs}})}{2}) \cdot U_{\text{ds}}(U_{\text{gs}}), & \text{при } U_{\text{eff}} > U_{\text{ds}}, \\ \mu_n \cdot C_{\text{ox}} \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{1}{2} \cdot (U_{\text{gs}} - U_{\text{tn}})^2, & \text{при } U_{\text{eff}} \leq U_{\text{ds}}, \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

Розв'язок системи має наступний вигляд:

$$I_d(U_{gs}) = \begin{cases} 0, & \text{при } U_{eff}(U_{gs}) \leq 0, \\ \frac{-b(U_{gs}) \pm D(U_{gs})}{2 \cdot a(U_{gs})} U_{gs}, & \text{при } U_{gs} > U_{gsp}, \\ \beta \cdot \frac{1}{2} \cdot (U_{gs} - U_{tn})^2, & \text{при } U_{gs} \leq U_{gsp}, \end{cases} \quad (6)$$

де

$$a(U_{gs}) = \frac{1}{2} \cdot \beta \cdot R_d^2,$$

$$b(U_{gs}) = 1 + \beta \cdot \left[\left(U_{gs} - U_{tn} - \frac{1}{2} \cdot U_V \right) \cdot R_d - \frac{1}{2} \cdot U_V \cdot R_d \right],$$

$$c(U_{gs}) = -\beta \cdot \left[\left(U_{gs} - U_{tn} - \frac{1}{2} \cdot U_V \right) \cdot U_V \right],$$

$$D(U_{gs}) = \sqrt{b^2(U_{gs}) - 4 \cdot a(U_{gs}) \cdot c(U_{gs})}, \quad \beta = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}.$$

В даній системі U_{gsp} – значення напруги затвор-витік, при якому відбувається перехід з лінійної області в область насичення. Обчислюється наступним чином:

$$U_{gsp} = \frac{-b \pm D}{2a} \quad (7)$$

де

$$D = \sqrt{b^2 - 4ac}, \quad a = -\frac{1}{2} \beta R_d^2,$$

$$b = \beta U_{tn} R_d, \quad c = U_V - \frac{1}{2} \beta U_{tn}^2 R_d + U_{tn}$$

При цьому коренем рівняння буде такий, що відповідає умові $0 < U_{gsp} \leq U_{tn}$. Підставляючи в отриману формулу (6) значення конструктивних та електрофізичних параметрів, розробленого нами, однозатворного польового транзистора з ізольованим затвором та вмонтованим каналом [15], матимемо залежність струму стоку, графічно представлену на рис. 2.

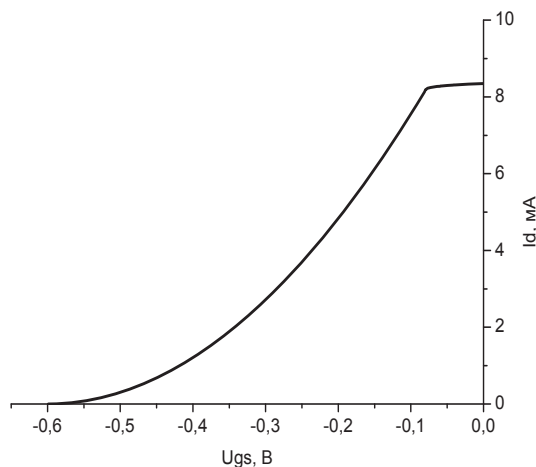


Рис. 2. Залежність стокового струму від напруги затвор-витік з врахуванням опору навантаження в колі стоку транзистора

Визначимо ефективність стокового детектування для амплітудно-модульованої високочастотної напруги на затворі транзистора:

$$U_{gs}(t) = U_{gsz} + A \cdot (1 + m \cdot \sin \Omega t) \cdot \sin \omega t \quad (8)$$

де U_{gsz} – напруга зміщення на затворі, A – амплітуда високочастотних коливань, m – коефіцієнт модуляції, ω , Ω – частоти високочастотних та низькочастотних коливань, t – час.

Середнє значення струму стоку за один період модулювальних коливань дорівнює:

$$\langle I_d(t) \rangle = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} [I_d(t) - I_d(0)] dt = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} I_d(t) dt - I_d(0) \cdot T_\Omega \quad (9)$$

де $T_\Omega = 2\pi/\Omega$ – період низькочастотного модулювального сигналу.

Інтегрування проводили чисельно методом трапецій з кроком 0.001 В по напрузі зміщення з використанням комп'ютерної програми математичного спрямування MatLab. Залежність амплітуди стокового струму від напруги зміщення затвор-витік, отримана із розв'язку рівняння (9) приведена на рис. 3.

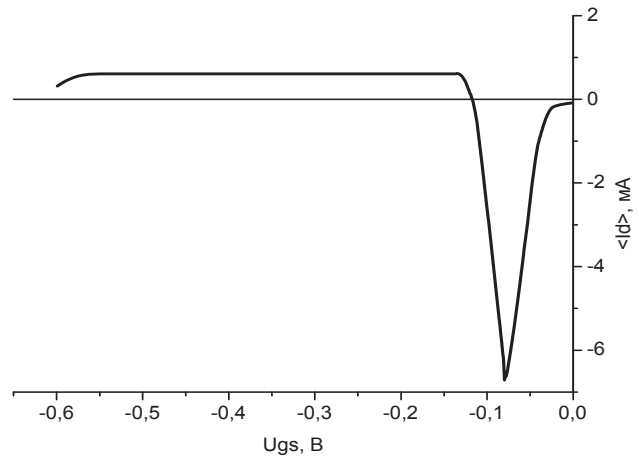


Рис. 3. Теоретична залежність амплітуди стокового струму від напруги зміщення затвор-витік

При переміщенні робочої точки транзистора по перехідній характеристиці реєструються два сигнали із взаємно-протилежними фазами. Знак середнього значення стокового струму відповідає фазі продетектованого сигналу.

Як бачимо детектування є ефективним на нелінійних ділянках перехідної характеристики. Максимальна ефективність детектування спостерігається в околі напруги насичення.

Моделювання схеми автодинного сенсора на основі витокового повторювача напруги (рис. 4) проведено в програмному середовищі MicroCap [16].

При цьому опис транзистора здійснювався за допомогою SPICE-моделі третього рівня, що призначена для опису коротко-канальних польових МОН-транзисторів [17].

Вольт-амперні характеристики транзистора в SPICE-форматі та експериментальні приведені на рис. 5.

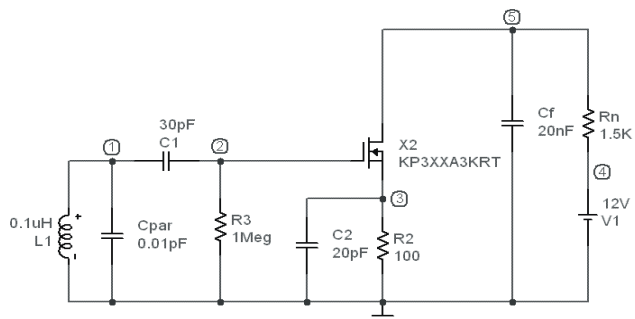
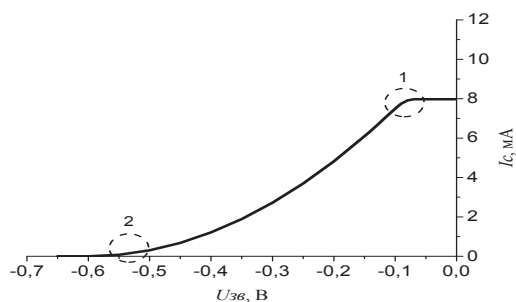
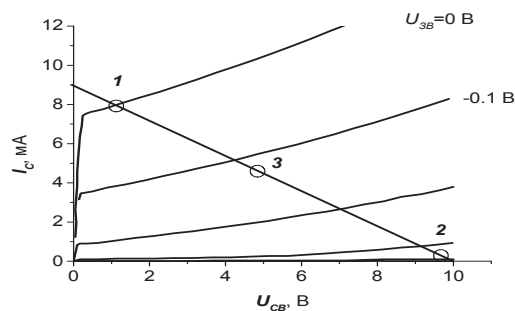


Рис. 4. Схема електрична принципова автодинного сенсора розрахованого на частоту 500 МГц та побудованого за схемою Колпітца

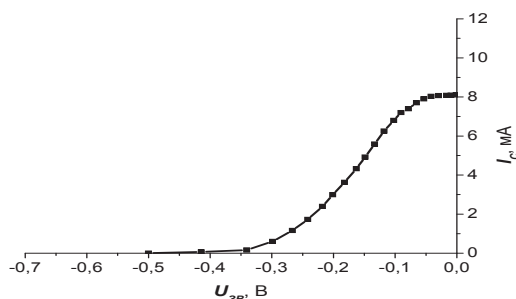
Ефективність детектування як відношення величини зміни струму стоку до величини зміни амплітуди напруги високочастотних коливань на затворі (Рис.6) є вищою в області 1 у порівнянні з областю 2 (рис. 4).



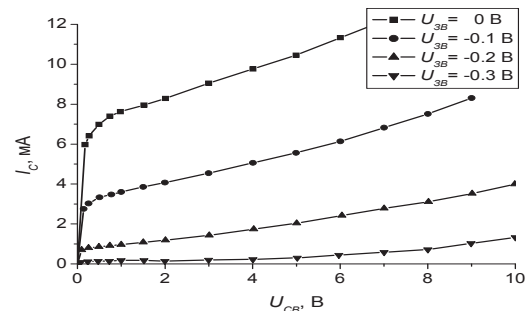
а)



б)

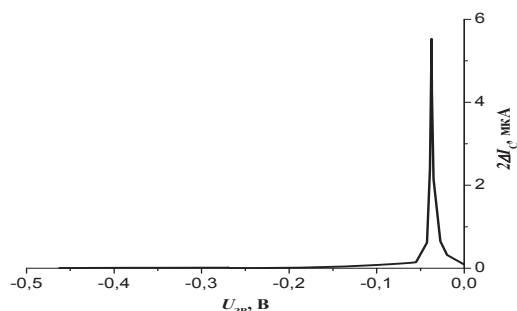


в)

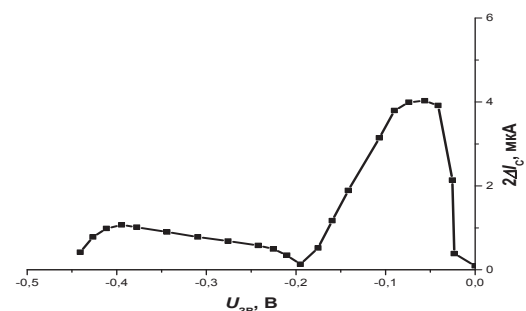


г)

Рис. 5. а, в) залежність струму стоку від напруги затвор-витік з резистором навантаження в колі стоку, в SPICE-форматі та експериментальні відповідно б, г) вихідні вольт-амперні характеристики, в SPICE-форматі та експериментальні відповідно



а)



б)

Рис. 6. Результат моделювання залежності амплітуди стокового струму від напруги зміщення затвор-витік: а) дані моделювання в MicroCap, б) експериментальні дані

Експериментальні дослідження (рис. 6,б) підтверджують результати моделювання (рис. 6,а), таким чином отримана математична модель детектора достовірно описує процес стокового детектування та підтверджує наявність нелінійності в околі наруги відсічки, обумовленої увімкненням резистора навантаження (рис. 5,а,в).

Висока крутизна вольт-амперної характеристики транзистора забезпечує необхідну ефективність стокового детектування [18]. При цьому незначні зміни рівня високочастотної напруги (коефіцієнт модуляції $\approx 1\%$) викликають суттєві зміни струму стоку. Тому модульований сигнал ефективніше детектувати шляхом реєстрації напруги на стоковому або витоковому опорах навантаження. Вибір робочої точки на вище вказаних ділянках характеристики дає можливість отримати демодульований сигнал, що супроводжується меншим числом комбінаційних частот, а, отже, незначним зростанням шуму в порівнянні зі звичайним діодним детектуванням [17].

Література

1. O.S. Stoican NQR detection setup/ O.S. Stoican// Rom. Journ. Phys.— 2006.— Vol. 51, Nos. 1-2.— P. 311-315.
2. Antonio Lorenzo A solid state marginal oscillator for NMR detection/ Antonio Lorenzo//, 2009 — 11p.
3. Хандожко А.Г. Автодинный детектор для исследования ядерного магнитного резонанса и размерных эффектов в полупроводниках/ Хандожко А.Г., Слынько Е.И., Черныш И.П.// Приборы и техника эксперимента (ПТЭ).— 1988.— №5.— С.110-112.
4. С. Мицкунас О чувствительности автодинных датчиков сигнала ядерного магнитного резонанса/ С. Мицкунас, В. Лесаускис// сборн. «Электрические машины», 1968.— с.107-119.
5. Бородин П.М. Ядерный магнитный резонанс/ Бородин П.М.— Ленинград: Издательство ленинградского университета имени А.А. Жданова, 1974.— 144с.
6. Л.Л. Декабрун Автодинные датчики сигналов ядерного магнитного резонанса// Л.Л. Декабрун, Ю.Н. Кильянов, А.Р. Мкртчян/ Известия академии наук Армянской ССР. Физико-математические науки.— 1965.— №3, XVIII.— С.134-142.
7. P.A. Probst Marginal oscillator optimized for radiofrequency size effect measurements\ P.A. Probst, B. Collet, W.M. MacInnes\\ Rev. Sci. Instrum. .— 1976.— vol.47, №12.— P.1522-1526.
8. P.M. Andersen Ultralow power low noise ultrahigh frequency magnetic resonance spectrometer/ P.M. Andersen, N.S. Sullivan, L.W. P-helps, and J.B. Legg// Rev. Sci. Instrum., Vol.63, Is.1, 1992.
9. Брайловський В.В., Верига А.Д., Хандожко О.Г. Ефективність стокового детектування в автодинному спин-детекторі// Науковий вісник Чернівецького університету, Фізика. Електроніка. Збірник наукових праць. Випуск 201.— 2004.— С.110-112.
10. Неил Салливан Применение полевых транзисторов в ЯМР- и ЯКР-спектрометрах/ Неил Салливан// Приборы для научных исследований.— 1973.— №3.— С.56-59.
11. Б.Е. Соболевский Чувствительность простейших спин-детекторов/ Б.Е. Соболевский// ЯКР.— Калининградский государственный университет.— 1976.— Вып.1.
12. С. Зи Физика полупроводниковых приборов/ С. Зи; [Перевод с английского], под.ред. Р.А. Сурица.— [в 2-х книгах].— Москва: «Мир», 1984.
13. Бирюков В. Н. О точности идентификации параметров моделей полевого транзистора/ Бирюков В. Н., Пилипенко А. М./ / Материалы международной научной конференции «Моделирование как инструмент решения технических и гуманитарных проблем». Ч. 2. — Таганрог: ТРТУ, 2002.— С. 10-11.
14. Пилипенко А. М. Особенности параметрической оптимизации статических моделей полевого транзистора// Материалы международной научной конференции «Оптимальные методы решения научных и практических задач». Ч. 4.— Таганрог: ТРТУ, 2005.— С. 51-56.
15. Верига А.Д. N-канальный D-МОН транзистор з подвійною дифузією дециметрового діапазону частот// Верига А.Д., Політанський Л.Ф./ Восточно-Европейский журнал передовых технологий.— 2010.— № 5.— С.9-12.
16. Micro-Cap 8.0: [Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual].— Spectrum Software, 2005.— 790p.
17. Брайловський В.В. Моделирование схемы автодинного сенсора на полевом транзисторе/ Брайловський В.В., Верига А.Д., Готра З.Ю., Кушнір Н.Я.// Известия вузов. Радиоелектроніка.— 2010.— № 10, Том 53.— С.43-49.
18. N.Sullivan Nuclear resonance spectrometers using field effect transistors/ Neill Sullivan// Rev. Sci. Instrum. .— 1971.— vol.42, №4.— P.462-465.