

**Эффективность преобразования частоты  
на наноразмерных МОП-транзисторах с индуцированным  
каналом в интенсивной помеховой обстановке**

*Д.В. Журавлёв, А.И. Мушта*

*Воронежский государственный технический университет*

**Efficiency of Frequency Transformation on MOP-Transistors  
with Built-In Channel in an Intensive Handicap of Radioreception**

*D.V. Zhuravlev, A.I. Mushta*

*Voronezh State Technical University*

Разработаны алгоритм и методика расчета максимальных значений компонент выходного тока МОП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа в зависимости от топологических норм субмикронных и наноразмерных технологий для преобразователя частоты при наличии на его входе интенсивной помехи. Проведены расчет и анализ синфазных компонент спектральных составляющих промежуточной частоты для заданных амплитуд помехи, сигнала и гетеродина.

*Ключевые слова:* МОП-транзистор; технологический базис; наноразмерные топологические нормы; синфазные компоненты спектральных составляющих; преобразование частоты; передаточные характеристики; аппроксимация; комбинационная помеховая составляющая.

The algorithms and technique for calculation of the maximum values of components of the target current of MOP-transistor with the built-in channel of *n*-type depending on the topological norms of submicron and nanosize nanotechnologies for frequency transformation in presence of an intensive noise at its output have been developed. The calculation and the analysis of the spectral making components of intermediate frequency for the given amplitudes of a handicap, signal and generator have been carried out. The behavior of MOP-transistors with the built-in channel of the *n*-type, designed according to GPDK045 and GPDK0990, has been investigated.

*Keywords:* the MOP-transistor; technological basis; nano-topological norms; spectral components; transformation of frequency; the transfer; the transfer characteristics; approximation; combinational component.

**Введение.** В дециметровом диапазоне волн помеха, образованная соседним каналом, практически не подавляется преселектором приемника. Поэтому актуальной остается задача определения нелинейных явлений в преобразователе при наличии на его входе интенсивной (порядка 80 дБ) гармонической помехи. В таком нелинейном процессе важно определить уровень порождаемой помеховой компоненты, совпадающей по частоте со значением промежуточной частоты. Борьба с «паразитной промежуточной» составляющей спектра после завершения процедуры преобразования колебаний становится принципиально невозможной.

Конструктивно-технологический базис КМОП-приборов составляет доминирующую часть мирового производства полупроводниковых изделий [1]. Очевидна необходимость анализа и разработки недостаточно изученных преобразователей частоты на МОП-транзисторах с наноразмерными топологическими нормами.

В настоящей работе исследуется поведение МОП-транзисторов с индуцированным каналом  $n$ -типа, выполненных по технологиям GPDК045 и GPDК090.

**Постановка задачи.** Среди глубокосубмикронных технологий принято считать нанометровыми технологии, в которых минимальный размер элементов меньше 100 нм [2].

Нелинейная характеристика смесителя в интервале  $x$  задана в общем виде аналитической зависимостью

$$y = f(x) \quad (1)$$

и допускает разложение в ряд Тейлора на этом интервале, включая его концы. К нелинейному элементу приложено воздействие

$$x = X_0 + X_1 \cos(\omega_r t + \varphi_1) + X_2 \cos(\omega_c t + \varphi_2) + X_3 \cos(\omega_n t + \varphi_3), \quad (2)$$

где  $X_0$  – постоянная составляющая;  $X_1, X_2, X_3$  и  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$  – амплитуды и начальные фазы колебаний с частотами гетеродина, сигнала и помехи соответственно.

Предполагается, что амплитуды воздействующих колебаний изменяются в широких (с учетом аппроксимирующей характеристики) пределах. Оптимальное с точки зрения преобразования значение  $X_0$  априорно неизвестно. Требуется определить комбинационную составляющую промежуточной частоты, являющуюся полезным результатом взаимодействия сигнала и гетеродина при наличии помехи, а также комбинационную помеховую составляющую, обусловленную присутствием на входе преобразователя гармонической помехи, оценить влияние параметров воздействий на отношение откликов комбинационных составляющих.

До тех пор пока  $\omega_c < \omega_r$ , свойства преобразователя частоты не зависят от амплитуды сигнала, а определяются свойствами преобразовательного элемента, амплитудой гетеродинного напряжения и стабильностью его колебаний. Поэтому проведем преобразования прилагаемого воздействия (2) при  $\omega_c < \omega_r$  и получим выражения синфазных компонент искоемых спектральных составляющих без учета частот сигнала и помехи.

Выражение (2) перепишем в виде

$$x = X_0 + X_1 \cos \tau + X_2 \cos[(1+A)\tau + \beta_2] + X_3 \cos[(1+A \pm AB)\tau + \beta_3 \pm], \quad (3)$$

где  $\tau = \omega_r t + \varphi_1$ ;  $A = \omega_{np}/\omega_r$ ;  $\omega_{np}$  – промежуточная частота преобразования;  $B = \Delta\omega/\omega_{np}$ ;  $\Delta\omega$  – расстояние между соседними каналами;  $\beta_2 = \varphi_2 - (1+A)\varphi_1$ ;  $\beta_3 \pm = \varphi_3 - [1 + A(1 \pm B)]\varphi_1$ .

**Реализация задачи.** Выражения синфазных компонент искомых спектральных составляющих имеют вид [3]:

$$y_{A_{TS}} = 2 \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{k_1} \sum_{k_3=0}^{k_1-k_2} \frac{d^{2k_1+2} f(X_0)}{dX_0^{2k_1+2}} \frac{\left(\frac{X_1}{2}\right)^{2k_1-2k_2-2k_3+1} \left(\frac{X_2}{2}\right)^{2k_2+1} \left(\frac{X_3}{2}\right)^{2k_3}}{(k_1-k_2-k_3+1)!(k_1-k_2-k_3)!(k_2+1)!k_2!(k_3!)^2} \cos \beta_2, \quad (4)$$

$$y_{A(1\pm B)_{TS}} = 2 \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{k_1} \sum_{k_3=0}^{k_1-k_2} \frac{d^{2k_1+2} f(X_0)}{dX_0^{2k_1+2}} \frac{\left(\frac{X_1}{2}\right)^{2k_1-2k_2-2k_3+1} \left(\frac{X_2}{2}\right)^{2k_2} \left(\frac{X_3}{2}\right)^{2k_3+1}}{(k_1-k_2-k_3+1)!(k_1-k_2-k_3)!(k_2!)^2(k_3+1)!k_3!} \cos \beta_3 \pm. \quad (5)$$

Передаточные характеристики МОП-транзисторов с проектными нормами 100 и 45 нм получены в работе [4]. Расчет передаточной характеристики включает в себя измерение характеристики МОП-транзисторов и реализацию ее аппроксимации. Построение передаточных характеристик проводилось с использованием Spice-моделей МОП-транзисторов КМОП-технологических процессов GPDК090 и GPDК045 [5] с соответствующими параметрами каналов  $n$ -типа (ширины  $W = 120$  нм и длины  $L = 45$  нм,  $L = 100$  нм). Для значений отношений  $W/L$  МОП-транзисторов с использованием САПР БИС Cadence получено семейство передаточных характеристик путем реализации приложения высокоточного моделирования Spectre [6] (рис.1).

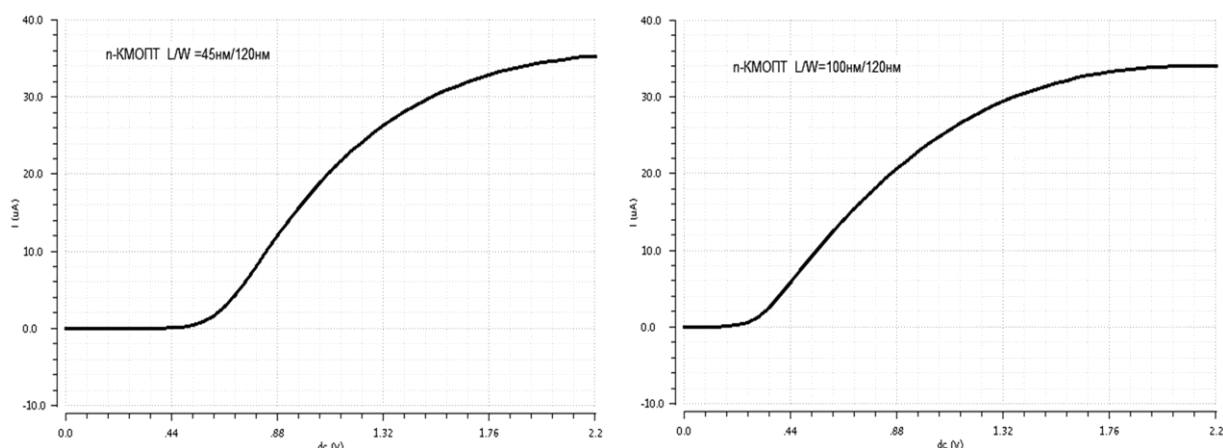


Рис.1. Передаточные характеристики  $n$ -МОП-транзисторов, полученные с использованием САПР Cadence

Табличные значения напряжений и токов передаточных характеристик использовались для аппроксимации сток-затворных характеристик полиномами Чебышева 10-й степени по методу наименьших квадратов [7]. Расчет коэффициентов полиномов Чебышева проведен с использованием среды визуального имитационного моделирования MathLab и метода polyval класса polynomial.

Значения коэффициентов полиномов для соотношений  $W/L$   $n$ -МОП-транзисторов с параметрами каналов  $W = 120$  нм,  $L = 100$  нм и  $W = 120$  нм,  $L = 45$  нм приведены в табл.1.

Результаты аппроксимации передаточных характеристик представлены на рис.2.

Таблица 1

Значения коэффициентов полиномов для разных соотношений  $W/L$   $n$ -МОП-транзисторов

| $a_i$              | $a_0$   | $a_1$  | $a_2$   | $a_3$  | $a_4$   | $a_5$  | $a_6$   | $a_7$  | $a_8$   | $a_9$   | $a_{10}$ |
|--------------------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|---------|----------|
| $W/L = 120/100$ нм | -0,0000 | 0,0000 | -0,0003 | 0,0016 | -0,0035 | 0,0041 | -0,0028 | 0,0010 | -0,0002 | -0,0000 | 0,0000   |
| $W/L = 120/45$ нм  | -0,0000 | 0,0000 | -0,0000 | 0,0006 | -0,0031 | 0,0075 | -0,0100 | 0,0077 | -0,0035 | 0,0008  | -0,0001  |

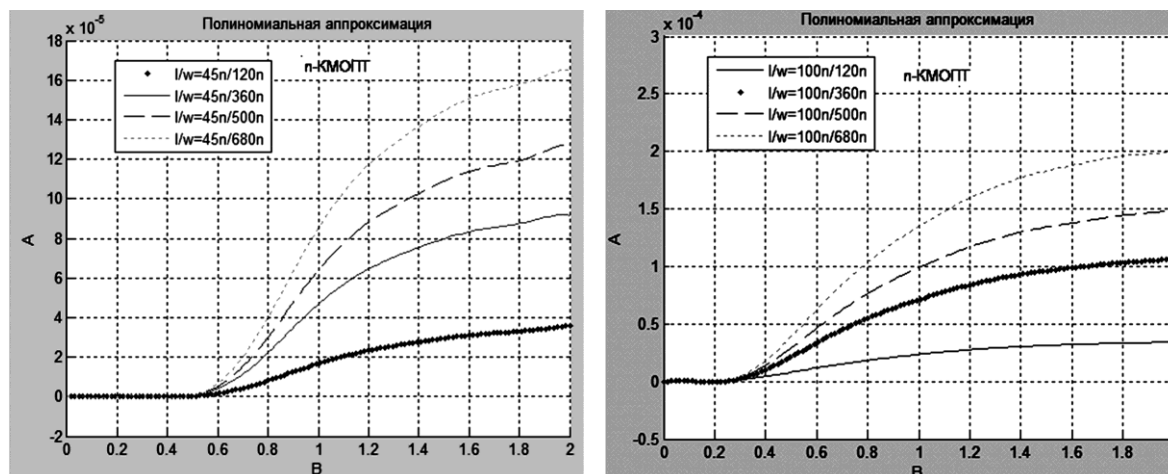


Рис. 2. Аппроксимированные передаточные характеристики  $n$ -МОП-транзисторов

**Частотная область применимости МОП-транзисторов с нанопроектными нормами для преобразования колебаний.** Предельная частота реального МОП-транзистора определяется по формуле

$$f_{\max} = 1/2\pi\tau, \quad (6)$$

где  $\tau = RC_3$  – постоянная времени заряда емкости затвора;  $R$  – сопротивление канала;  $C_3$  – емкость затвора [8].

Выражение (6) можно привести к виду

$$f_{\max} = \frac{\mu}{2\pi L^2} (U_3 - U_0), \quad (7)$$

где  $\mu$  – подвижность носителей заряда;  $L$  – длина канала транзистора;  $U_3$  – напряжение на затворе;  $U_0$  – пороговое напряжение.

Например, для МОП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа для технологии 0,18 мкм:  $L = 0,18$  мкм;  $\mu = 307 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ ;  $U_3 = 0,45 \text{ В}$ ;  $U_0 = 1,8 \text{ В}$ . Подставляя значения в формулу (7), получаем  $f_{\max} = 203,6$  ГГц.

Результаты расчетов предельной рабочей частоты МОП-транзисторов для различных технологических норм приведены в табл.2.

Как видно из таблицы, предельные частоты применимости в преобразователях частоты МОП-транзисторов, выполненных по технологиям GPDК090 и GPDК045, составляют 617 и 1797 ГГц соответственно.

Таблица 2

**Значения предельной рабочей частоты МОП-транзисторов  
для различных технологических норм**

| Параметр                                     | Длина канала транзистора, мкм |      |      |      |       |
|----------------------------------------------|-------------------------------|------|------|------|-------|
|                                              | 0,6                           | 0,35 | 0,18 | 0,09 | 0,045 |
| $\mu, \text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ | 410                           | 375  | 307  | 245  | 196   |
| $U_3, \text{В}$                              | 0,94                          | 0,6  | 0,45 | 0,34 | 0,6   |
| $U_0, \text{В}$                              | 5                             | 3,3  | 1,8  | 1,6  | 1,7   |
| $f_{\text{max}}, \text{ГГц}$                 | 74                            | 132  | 204  | 617  | 1797  |

**Результаты расчетов амплитудных значений.** Для определения амплитудных значений составляющей промежуточной частоты и помеховой составляющей на языке программирования РНР-5.5.0 реализованы две программы с использованием выражений (4) и (5) соответственно. Полученные результаты аппроксимаций сток-затворных характеристик позволяют при заданных напряжениях смещения рассчитывать искомые спектральные компоненты для различных амплитуд входного сигнала, гетеродина и помехи. Причем данные результаты могут быть получены для любых технологий с субмикронными и глубокосубмикронными топологическими нормами. Разработанные программы позволяют рассчитать предельную эффективность МОП-транзистора в режиме некротного преобразования частоты для технологий с субмикронными и глубокосубмикронными нанотопологическими нормами.

Алгоритм программы для определения амплитудных значений спектральных составляющих (4) и (5) зарегистрирован в Государственном фонде алгоритмов и программ [9] и представлен на рис.3.

Амплитудные значения комбинационной составляющей промежуточной частоты являются полезным результатом взаимодействия сигнала и гетеродина при наличии помехи, а комбинационная помеховая составляющая обусловлена присутствием на входе преобразователя гармонической помехи.

В блоке 1 алгоритма производится ввод констант:  $X_1, X_2, X_3$  – амплитуды гетеродина, сигнала и помехи;  $\text{por}$  – порядок вычисления производной (степень полинома Чебышева). В блоке 2 вводятся коэффициенты полинома Чебышева  $a_0 - a_{10}$  при аппроксимации сток-затворной характеристики степенным полиномом 10-й степени по методу наименьших квадратов. Блок 3 представляет собой функцию вычисления факториала. В блоке 4 производится ввод максимального значения постоянной составляющей  $X_0$ . Блок 5 осуществляет цикл с изменением постоянной составляющей  $X_0$  от 0 до максимального значения, введенного в блоке 4. Блок 6 задает смещение постоянной составляющей (в нашем случае смещение составляет 0,1). В блоке 7 осуществляется ввод заранее найденных выражений производных аппроксимирующей сток-затворной характеристики КМОП-транзистора с каналом  $n$ -типа. В блоке 8 происходит обнуление переменных  $k_1, k_2$  и  $k_3$ , с помощью которых организованы последующие циклы (блоки 9, 10, 11). Блок 9 осуществляет цикл с изменением переменной  $k_1$  от 0 до значения, равного порядку вычисления производной  $\text{por}$ , блок 10 – с изменением переменной  $k_2$  от 0 до значения переменной  $k_1$ . Блок 11 – с изменением переменной  $k_3$  от 0 до значения  $k_1 - k_2$ . Блок 12 представляет собой процедуру возведения в степень. В блоке 13 происходит основное вычисление выражения (6). Далее в блоке 14 полученное значение заносится в массив. В блоке 15 происходит суммирование полученных значений ампли-

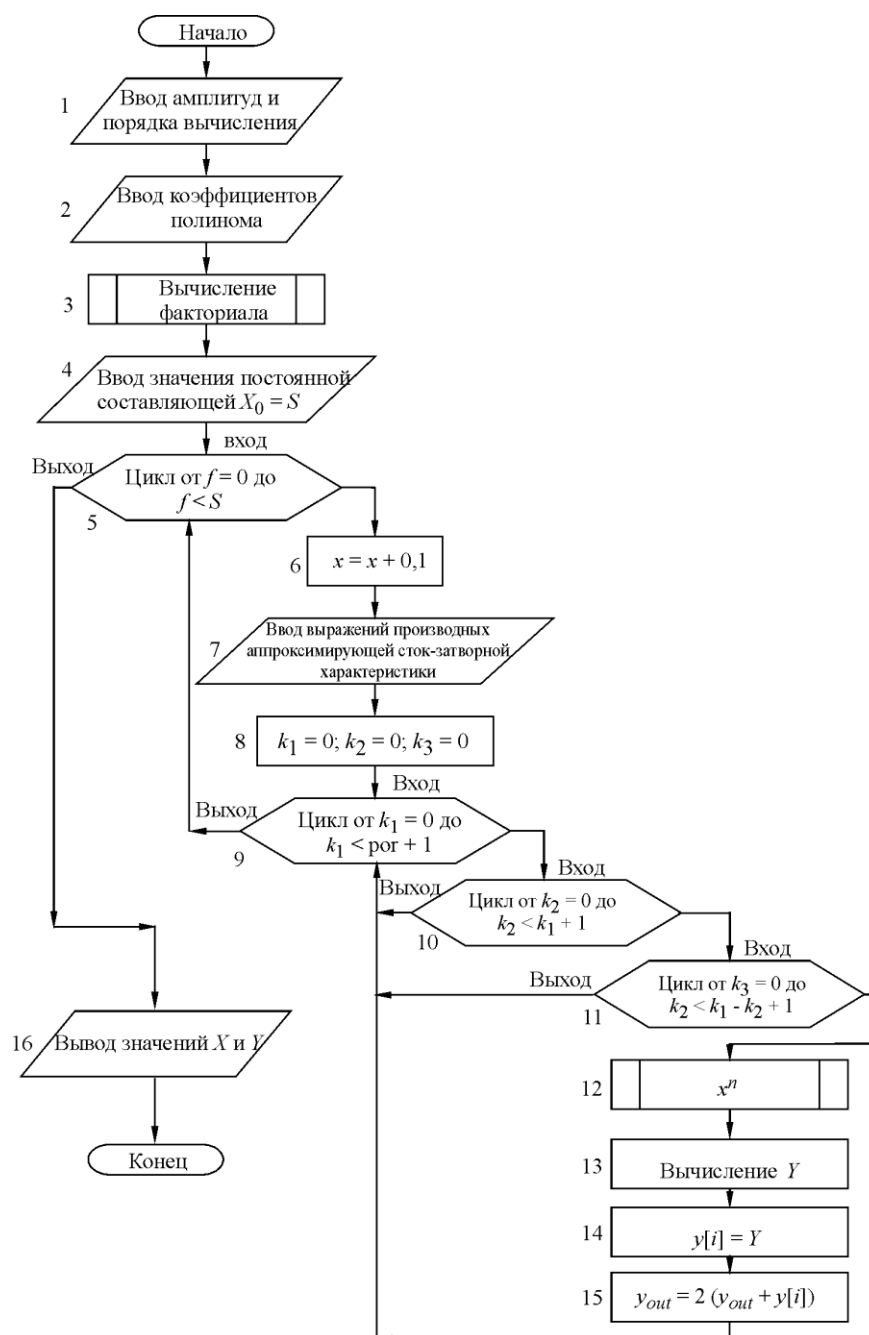


Рис.3. Алгоритм работы программы для определения амплитудных значений комбинационной составляющей промежуточной частоты

туд выходного тока. После расчета суммированных значений амплитуд выходного тока для каждого значения постоянной составляющей происходит вывод значений  $X$  и  $Y$  (блок 16) на экран в виде графика.

Для каждой из технологических проектных норм GPDК045 (120/45 нм) и GPDК090 (120/100 нм) проведены расчеты со значениями полезного сигнала, сигнала гетеродина и помехи (табл.3).

Таблица 3

Значения полезного сигнала, сигнала гетеродина и помехи  
для проектных норм GPDК045 и GPDК090

| Параметр                  | $Y_9$ | $Y_{10}$ | $Y_{11}$ | $Y_{12}$ |
|---------------------------|-------|----------|----------|----------|
| Напряжение гетеродина, мВ | 200   | 200      | 200      | 200      |
| Напряжение сигнала, мкВ   | 10    | 10       | 10       | 10       |
| Напряжение помехи, мВ     | 150   | 100      | 50       | 20       |

Зависимости отношений амплитуд выходного тока промежуточной частоты к амплитудам тока помеховой составляющей на выходе преобразователя от постоянной составляющей входного напряжения показаны на рис.4.

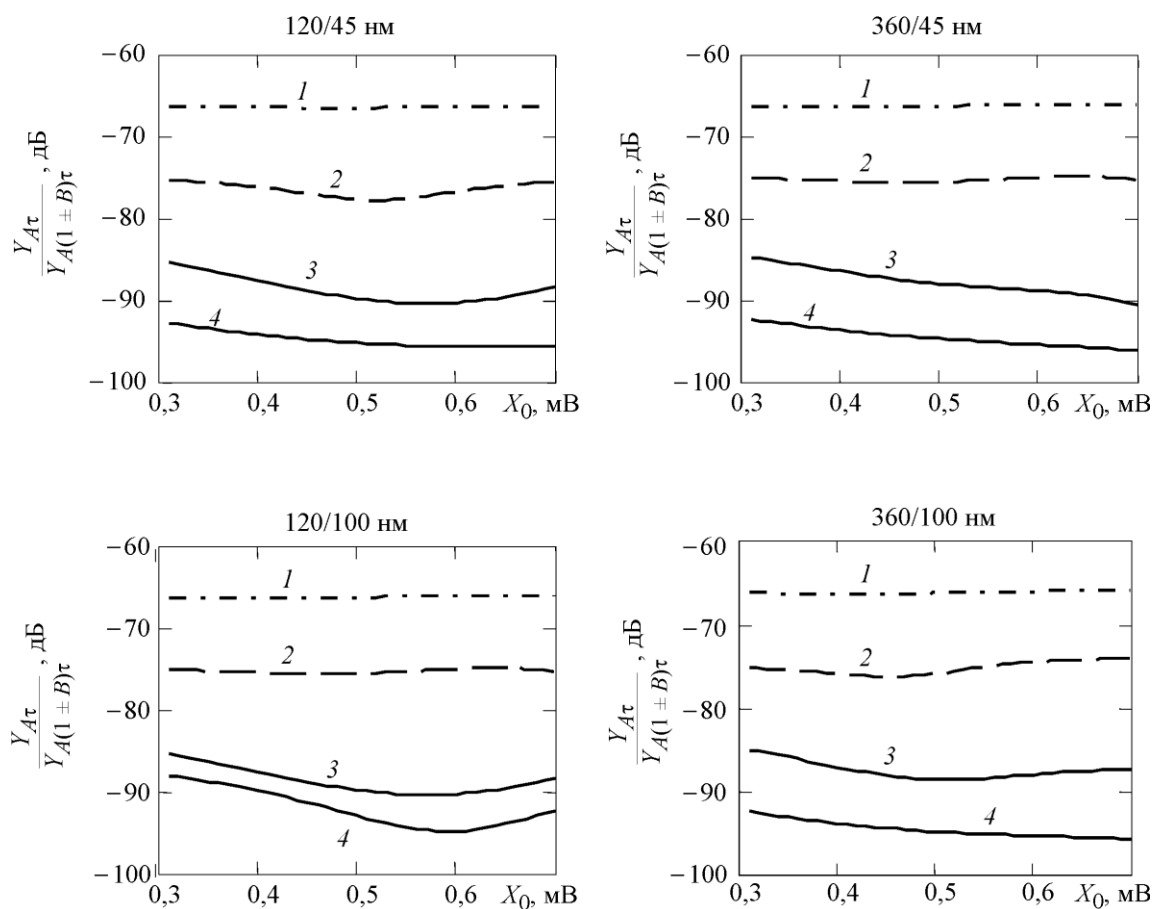


Рис.4. Зависимости отношений амплитуд выходного тока промежуточной частоты к амплитудам тока помеховой составляющей на выходе преобразователя от постоянной составляющей входного напряжения: 1 – измерения со значениями  $Y_9$ ; 2 –  $Y_{10}$ ; 3 –  $Y_{11}$ ; 4 –  $Y_{12}$

У транзисторных преобразователей частоты зависимость крутизны преобразования от амплитуды подводимого напряжения гетеродина сохраняется близкой к линейной лишь при амплитуде напряжения, подводимого от гетеродина, не более 80–120 мВ. Для уменьшения нелинейных искажений подводимое от гетеродина напряжение обычно имеет амплитуду около 200 мВ [10].

**Заключение.** С использованием САПР Cadence IC 6.2 получены сток-затворные характеристики транзисторов и проведена их аппроксимация в программной среде MathLab 12. Разработаны алгоритмы автоматизированного вычисления синфазных компонент «информационной» и «помеховой» спектральных составляющих промежуточной частоты. В микро- и наноразмерных технологиях выявлено влияние режима работы МОП-транзистора на преобразовательный процесс в интенсивной помеховой обстановке.

Установлено, что

- при повышении на входе системы уровня помехи на 130 мВ отношение сигнал/помеха на выходе системы снижается на 29 дБ при неизменных значениях напряжений сигнала и гетеродина, что является приемлемым при проектировании преобразователя частоты на транзисторах с индуцированным каналом *n*-типа и длиной канала 45 и 100 нм;

- повышение уровня постоянной составляющей входного сигнала до 0,6 мВ приводит к увеличению отношения сигнал/помеха на выходе системы до 6 дБ;

- при увеличении уровня помехи более 80 мВ происходит резкое снижение отношения сигнал/помеха до 8 дБ на выходе системы, особенно на транзисторах с длиной канала 100 нм;

- снижение напряжения помехи ниже 100 мВ, что соответствует отношению сигнал/помеха на выходе преобразователя частоты порядка 80–90 дБ, приводит к спадающему характеру изменения выходного тока. Причем при увеличении длины канала ток стока уменьшается;

- при увеличении помехи от 60 до 90 дБ за счет роста уровня «помеховой части» тока преобразованной компоненты промежуточной частоты ток стока транзисторов увеличивается примерно на 6% при использовании каналов с  $W = 120$  нм,  $L = 100$  нм и примерно на 10% при использовании каналов с параметрами  $W = 360$  нм,  $L = 45$  нм,  $L = 100$  нм;

- при фиксированных значениях воздействующих на затвор напряжений помеха дает наименьший вклад в преобразованную компоненту полезного сигнала в смесителе на транзисторе с параметрами каналов  $W = 120$  нм,  $L = 100$  нм;

- для достижения максимальной эффективности преобразования целесообразно использовать транзисторы с длиной канала 90–120 нм и шириной 120–50 нм при напряжении смещения на входе 0,57 В.

### *Литература*

1. **Красников Г.Я.** Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов: в 2-х ч. Ч. 1. – М.: Техносфера, 2002. – 416 с.
2. **Адамов Д.** Учет особенностей микроэлектронных технологий при проектировании БИС // Электроника: НТБ. – 2007. – №7. – С. 98.
3. **Пожидаев Л.И., Мушта А.И.** Оценка эффективности транзисторного преобразователя частоты при воздействии на его вход интенсивной гармонической помехи // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28. – № 10. – С. 2067.
4. **Хорошайлова М.В., Шеховцов Д.В., Мушта А.И., Строгонов А.В.** Сток-затворные характеристики МОП-транзисторов с индуцированными каналами в наноразмерном технологическом базисе // Вестник ВГТУ. – 2014. – Т. 10. – № 3-1.
5. University software license and maintenance agreement. Agreement №: USLMA / VST / 1210. Date of agreement: December 8, 2010.
6. Cadence® AnaLog Design Environment User Guide. Product Version 5.0, 2003, 480 p.

7. **Бруевич А.Н., Евтянов С.И.** Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. – М.: Сов. радио, 1965. – 344 с.
8. **Николаев И. М., Филинук Н. А.** Интегральные микросхемы и основы их проектирования: учебник для техникумов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1992. – 424 с.
9. **Журавлев Д.В., Мушта А.И.** Алгоритм расчета спектральной компоненты преобразованной частоты МДП-транзистором, реализованным по глубокосубмикронной или нанотехнологии // Информационный бюллетень «Алгоритмы и программы». – 2013. – № 2.
10. **Sheng S. Li.** Semiconductor physical electronics. – Second Edition. – Springer, 2006.

Статья поступила после доработки  
6 апреля 2015 г.

**Журавлёв Дмитрий Владимирович** – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем Воронежского государственного технического университета. *Область научных интересов:* системы и устройства дистанционного мониторинга биологических, технических и социальных параметров.  
**E-mail:** ddom1@yandex.ru

**Мушта Александр Иванович** – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем Воронежского государственного технического университета. *Область научных интересов:* схемотехника аналоговых и цифровых устройств в наноисполнении.

### Информация для читателей журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»

Вы можете оформить подписку на 2016 г. в редакции с любого номера. Стоимость одного номера – 1000 руб. (с учетом всех налогов и почтовых расходов).

Адрес редакции: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ, комн. 7231.

Тел.: 8-499-734-62-05. E-mail: magazine@miee.ru

<http://www.miet.ru/structure/s/894/e/12152/191>