

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.14>

УДК 537.874 + 54.07

## МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНЕРГИИ ПРИ СОБСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЯХ В КЛЮЧЕВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМАХ НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

К. А. Бойков

МИРЭА – Российский технологический университет,  
119454, Москва, проспект Вернадского, д. 78

Статья поступила в редакцию 17 марта 2021 г., после доработки – 24 июня 2021 г.

**Аннотация.** Впервые представлены и проанализированы упрощенные модели колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе с открытым стоком и в режиме инвертора. Рассчитаны параметры моделей, получены численные сигнальные радиопрофили электрической составляющей электромагнитных излучений, созданных самим ключевым узлом. Подготовлен и проведен эксперимент по регистрации колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе на специально разработанном образце с известным алгоритмом выполнения команд. Представлены результаты регистрации серий сигнальных радиопрофилей при конфигурации портов общего назначения образца цифрового устройства и проведена корреляционная оценка воспроизводимости эксперимента. Установлено, что взаимная корреляция сигнальных радиопрофилей, полученных в результате моделирования и в результате проведения эксперимента не ниже 0,93, что говорит о корректности разработанных моделей. На основе представленной разработки проведена корреляционная оценка излучений реперного образца и образца с несущественным отклонением параметров. Сделан вывод и показана возможность использования полученных результатов для радиосенсорной технической диагностики и аутентификации радиоэлектронных устройств.

**Ключевые слова:** техническая диагностика, сигнальный радиопрофиль,

микропроцессорное устройство, электромагнитное излучение, свободные колебания.

**Abstract.** For the first time, a simplified model of the redistribution of vibrational energy in a MOS transistor has been developed and analyzed. The transistor is turned on in open drain mode and in inverter mode. After calculating the parameters, the numerical radio profiles of the signals of the electrical component of electromagnetic radiation, created by the key unit itself, were obtained. An experiment was carried out to register the vibrational redistribution of energy in a MOS transistor using a specially designed sample. The results of registration of a series of radio profiles of signals with the configuration of the universal ports of the sample of a digital device are presented, and a correlation assessment of the reproducibility of the experiment is carried out. The correlation of the radio profiles of the signals obtained as a result of modeling and as a result of the experiment is not lower than 0.93. This testifies to the correctness of the developed models. On the basis of the presented development, a correlation assessment of the radiation of a reference sample and a sample with a slight deviation of parameters has been carried out. Even with a slight change in the parameters of the key node associated with degradation of the gate dielectric, the cross-correlation in the normal state and with a defect  $r < 0.7$ , which indicates a significant difference in the signal radio profile of normal functioning and with deterioration of parameters. The proposed models can be used in passive radio-wave technical diagnostics based on the registration of the electrical component of electromagnetic radiation generated by the radio-electronic devices themselves and opens up new possibilities for diagnosing malfunctions at the early stages of their occurrence.

**Key words:** technical diagnostics, signal radio profile, microprocessor device, electromagnetic radiation, free vibrations.

## Введение

В настоящее время радиоэлектронные схемы с участием МОП-транзисторов широко применяются не только для коммутации разного рода

нагрузок, но и для конфигурации выводов (портов) общего назначения микропроцессоров и микроконтроллеров, а также для формирования цифровых сигналов и реализации алгоритмов функционирования цифровых устройств [1,2].

Наличие входных и выходных емкостей самого ключевого элемента, а также подводящих паразитных емкостей и индуктивностей ведет к перераспределению энергии между данными реактивными накопителями, которое имеет колебательный характер.

Таким образом, после подачи управляющего напряжения на затвор МОП-транзистора возможна регистрация и идентификация сигнального радиоприфиля (СРП) электрической составляющей электромагнитных излучений, созданных самим ключевым узлом. Суперпозиция полей излучения каждого ключевого узла несет информацию о функционировании прибора в целом, о его техническом состоянии и уникальности, создавая предпосылки развития радиосенсорной технической диагностики и аутентификации современных цифровых устройств.

## **1. Построение модели колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе**

На сегодняшний день существует несколько моделей МОП-транзисторов различного уровня сложности [3]. Поскольку для рассматриваемого случая наибольший интерес представляют емкостные накопители транзистора, то для построения модели колебательного перераспределения энергии возможно модифицировать простейшую модель Шихмана-Ходжеса [4], основанную на использовании квадратичных уравнений. Также в модели необходимо учесть паразитные емкости, индуктивности и омические сопротивления печатных проводников, подводящих управляющие сигналы к МОП-транзистору.

В данной работе предполагается рассмотреть два варианта включения МОП-транзистора: с открытым истоком (нагрузка отсутствует) и в режиме инвертора (между шиной питания и стоком подключена высокоомная нагрузка).

На рис. 1 представлена разработанная упрощенная модель колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе с открытым стоком в программе схемотехнического моделирования ISIS пакета Proteus 8 Professional.

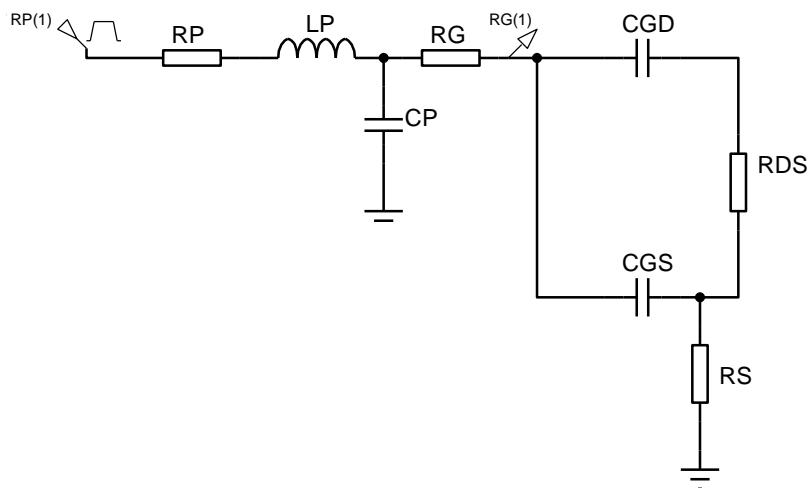


Рис. 1. Упрощенная модель колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе с открытым стоком.

На данном рисунке:

RP – Эквивалентное сопротивление подводящих проводников;

LP – Эквивалентная индуктивность подводящих проводников;

CP – Эквивалентная емкость подводящих проводников;

RG – Объемное сопротивление затвора;

RDS – Сопротивление утечки сток – исток;

RS – Объемное сопротивление истока;

CGD – Емкость перекрытия затвор – сток на длину канала (за счет боковой диффузии);

CGS – Емкость перекрытия затвор – исток (за счет боковой диффузии);

RP(1) – Управляющий выход (порт);

RG(1) – Выход излучения.

На рис. 2 представлена упрощенная модель колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе в режиме инвертора.

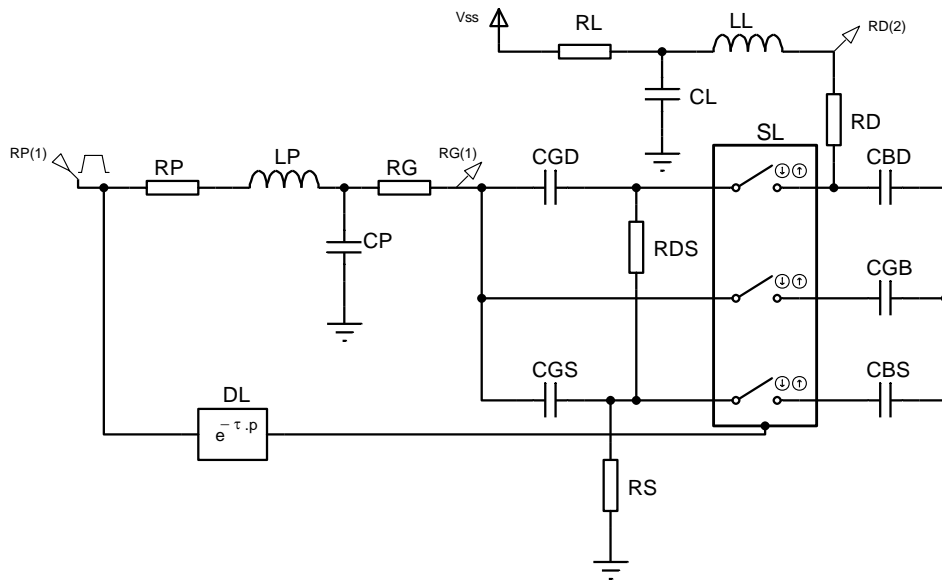


Рис. 2. Упрощенная модель колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе в режиме инвертора.

На данном рисунке добавлены элементы:

DL – Задержка включения (Turn-On Delay Time);

SL – Управляемый трехпозиционный ключ (в нормальном состоянии разомкнут, при подаче управляющего напряжения – замкнут);

RL – Сопротивление нагрузки;

RD – Объемное сопротивление стока;

CGB – Емкость перекрытия затвор – подложка (за счет выхода затвора за пределы канала);

CBD – Емкость донной части р-п-перехода сток – подложка при нулевом смещении;

CBS – Емкость донной части р-п-перехода исток – подложка при нулевом смещении;

V<sub>ss</sub> – Питание ключевого узла;

RD(2) – Выход излучения.

Следует заметить, что значения параметров модели возможно рассчитать, зная конкретные параметры узла, где расположен ключевой элемент. Параметры подводящей линии можно приблизительно оценить по формулам

Э.Хаммерстада и О.Дженсена для импеданса микрополосковой линии в однородной среде [5,6].

Погонная емкость  $C_P$  микрополосковой линии (при  $CP = C_P \cdot l$ ) определяется как:

$$C_P = \frac{2,64 \cdot 10^{-11} (\varepsilon_r + 1,41)}{\ln \left( \frac{5,98 \cdot H}{0,8 \cdot W + T} \right)}, \quad (1)$$

где  $W$  – ширина микрополосковой линии в миллиметрах,  $T$  – высота микрополосковой линии в миллиметрах,  $H$  – высота подложки в миллиметрах,  $\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость изолирующего материала подложки,  $l$  – длина микрополосковой линии в миллиметрах.

Погонную индуктивность  $L_P$  микрополосковой линии (при  $LP = L_P \cdot l$ ) можно оценить как:

$$L_P = C_P \cdot Z^2, \quad (2)$$

где  $Z$  – волновое сопротивление микрополосковой линии в омах, рассчитанное по формуле Хаммерстада-Дженсена:

$$Z = \frac{Z_L}{\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (3)$$

где  $Z_L$  – волновое сопротивление микрополосковой линии в однородной среде в омах.

$$Z_L = \frac{Z_0}{2\pi} \cdot \ln \left[ \frac{H}{W} \left( 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left( - \left( 30,67 \cdot \frac{H}{W} \right)^{0,75} \right) \right) + \sqrt{1 + \left( \frac{2H}{W} \right)^2} \right], \quad (4)$$

где  $Z_0$  – волновое сопротивление вакуума.

Погонное сопротивление  $R_P$  микрополосковой линии (при  $RP = R_P \cdot l$ ) рассчитывается как:

$$R_P = \frac{\rho}{W \cdot d}, \quad (5)$$

где  $\rho$  – удельное электрическое сопротивление материала проводника,  $d$  – толщина материала.

Остальные значения параметров моделей, представленных на рис. 1 и рис. 2, зависят от габаритов подзатворного диэлектрика и длины канала конкретного МОП-транзистора и их можно узнать используя справочные данные (либо параметры SPICE модели).

Если все параметры модели известны, то математически процесс перераспределения энергии определяется значением корней характеристического уравнения, составленного для электрической цепи [7]:

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0, \quad (6)$$

где  $R$  – общее омическое сопротивление элементов участка цепи,  $C$  – общая емкость элементов участка цепи,  $L$  – общая индуктивность участка цепи.

Выражение (6) является общим видом уравнения для участков цепей, представленных на рис. 1 и рис. 2 при свободных колебаниях, возникающих в точках RG(1) и RD(2) при воздействии на цепи в точке RP(1).

При колебательном характере процесса перераспределения энергии между накопителями корни характеристического уравнения (6) комплексно-сопряженные  $p_{1,2} = -\delta \pm j\omega$ , а выражение свободной составляющей имеет вид [8]:

$$U_{CB}(t) = U_1 e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (7)$$

где  $U_1$  – постоянная интегрирования, зависящая от значений параметров накопителей и численно равная амплитуде первого колебания,  $\delta$  – коэффициент затухания,  $\omega$  – собственная частота затухающих колебаний,  $\varphi_0$  – начальная фаза колебания.

Для свободных колебаний собственную частоту можно определить как [7]:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}. \quad (8)$$

Таким образом в моделях, представленных на рис. 1 и рис. 2 свободные колебания затухают тем быстрее, чем больше паразитные сопротивления

подводящих проводников и объемные сопротивления токопроводящих слоев МОП-транзистора. Также очевидно, что чем меньше габариты самого МОП-транзистора, тем выше собственная частота колебаний.

## 2. Моделирование и анализ результатов

Для запуска моделирования рассмотрим ключевой элемент порта общего назначения популярного 8-ми битного микроконтроллера ATmega16-16AU [1]. Входная цепь:  $CGD \approx 20$  пФ,  $CGS \approx 160$  пФ,  $CGB \approx 20$  пФ,  $RG \approx 300$  мОм,  $RD \approx 100$  мОм,  $RP \approx 100$  мОм,  $LP \approx 500$  пГн,  $CP \approx 1$  пФ. Выходная цепь:  $RDS \approx 10$  Мом,  $RS \approx 100$  мОм,  $CBD \approx 20$  пФ,  $CBS \approx 20$  пФ,  $RL = 10$  кОм,  $DL \approx 2$  нс. Параметры воздействия:  $V_{SS} = 5$  В,  $RP(1)$  – «ступенька» 0-5 В (скорость нарастания 1В/пс). Аналоговый анализ (analogue analysis) проводится в точках  $RG(1)$  и  $RD(2)$ . Следует заметить, что основным накопителем в данной модели очевидно является емкость  $CGS$ , именно она определяет форму и частоту СРП.

Для оценки достоверности результатов моделирования был построен экспериментальный образец – микропроцессорное устройство (МУ), состоящее из микроконтроллера ATmega16 ( $DD1$ ), обвязочных компонентов ( $R1$ ,  $C1$ ,  $C2$ ), нагрузки ( $RL$ ). Принципиальная электрическая схема прототипа МУ приведена на рис. 3 (неиспользуемые выводы  $DD1$  скрыты).

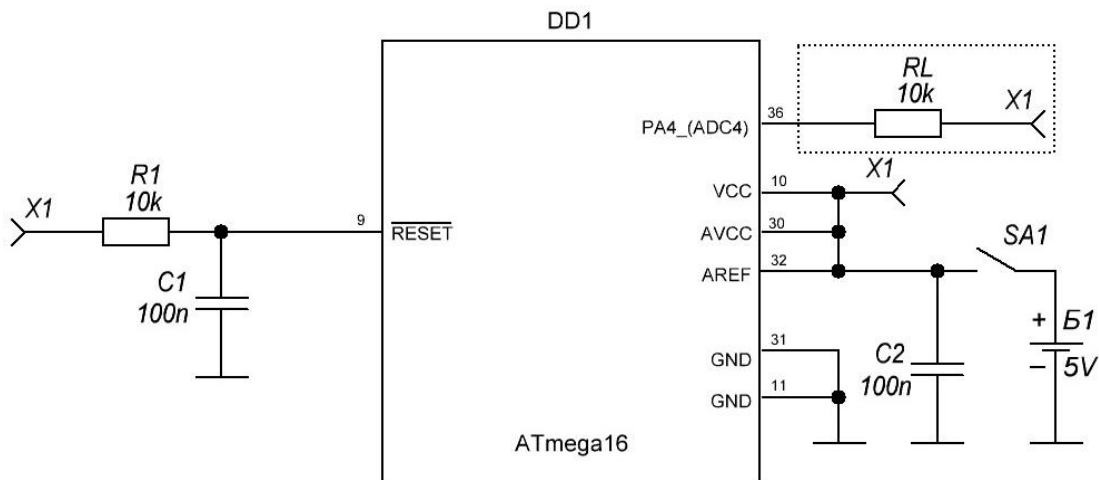


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема прототипа МУ.



После подачи питания от источника  $BI$  посредством ключа  $SA1$ ,  $DD1$  конфигурирует порт  $A.4$  на выход (вывод 36  $DD1$ ) и подключает к общей точке. Эксперимент был проведен для двух случаев: открытого стока (отсутствие плеча с нагрузкой  $RL$  – соответствует модели, представленной на рис. 1), инвертора (нагрузка  $RL$  подключена между стоком и шиной питания – соответствует модели, представленной на рис. 2). Для регистрации электрической составляющей электромагнитных излучений в эксперименте использовался сверхбыстродействующий осциллограф реального времени DSOS604A (6 ГГц) и логопериодическая сверхширокополосная антенна с рабочим диапазоном от 80 МГц до 2 ГГц (рис. 4).

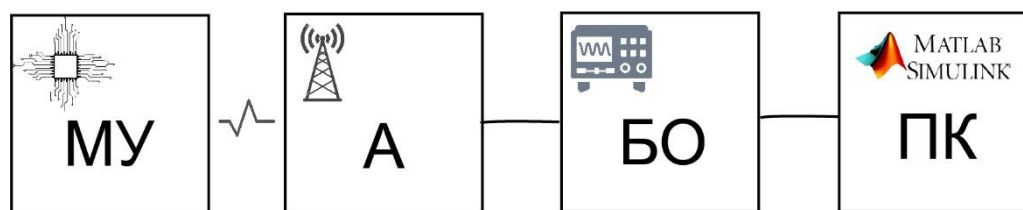


Рис. 4. Блок-схема проведения эксперимента.

При подаче питающего напряжения на  $МУ$ , принятый логопериодической антенной ( $A$ ) СРП, обнаруживается и регистрируется сверхбыстродействующим осциллографом реального времени ( $БО$ ). Далее полученные данные передаются в персональный компьютер ( $ПК$ ) с возможностью постобработки и корреляционного анализа полученных значений.

На рис. 5 представлены два СРП: рис. 5а – СРП, полученный в результате моделирования колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе с открытым стоком, на рис. 5б – СРП, полученный в результате проведения эксперимента.

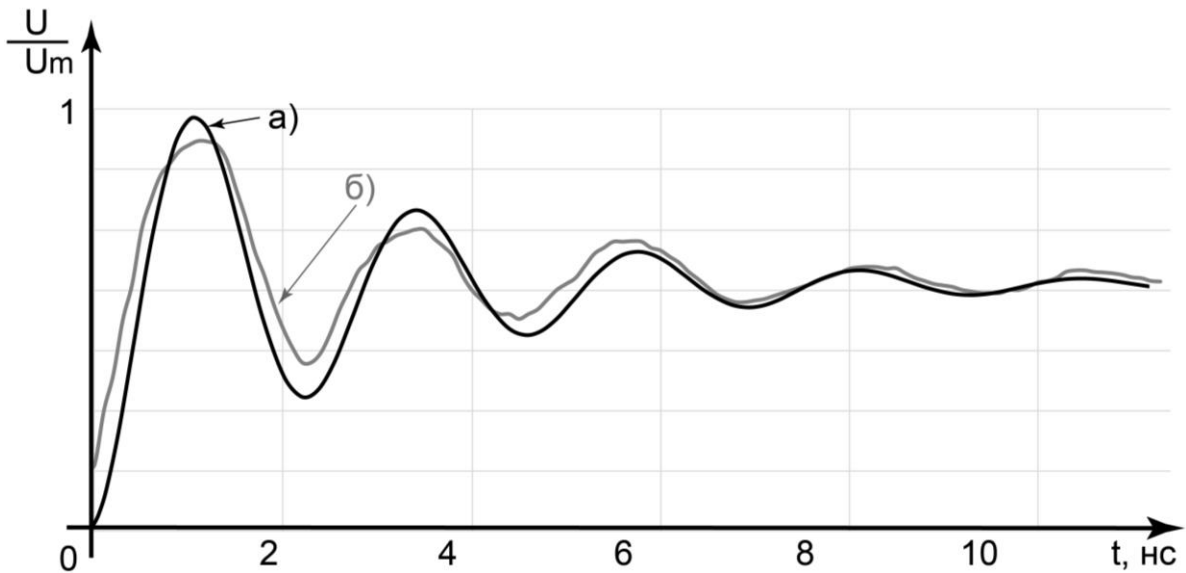


Рис. 5. СРП колебательного перераспределения энергии в ключе на МОП-транзисторе с открытым стоком.

Для сравнения СРП, полученных при моделировании и в ходе эксперимента, была проведена серия измерений и вычислена взаимная корреляция  $r$  [9]:

$$r = \frac{\sum \left( Y_{1,i} - \bar{Y}_1 \right) \cdot \left( Y_{2,i} - \bar{Y}_2 \right)}{\sqrt{\sum \left( Y_{1,i} - \bar{Y}_1 \right)^2 \cdot \sum \left( Y_{2,i} - \bar{Y}_2 \right)^2}}, \quad (9)$$

где  $Y_1 = \frac{U}{U_M}$  – выборки значений сигнала  $a$ ,  $Y_2 = \frac{U_B}{U_{MB}}$  – выборки значений

сигнала  $b$ ,  $\bar{Y}_1 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Y_{1,i}$ ,  $\bar{Y}_2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Y_{2,i}$  – средние значения выборок,  $M$  – число выборок,  $U$  – значение сигнала  $a$  в точке выборки,  $U_M$  – максимальное значение сигнала  $a$ ,  $U_B$  – значение сигнала  $b$  в точке выборки,  $U_{MB}$  – максимальное значение сигнала  $b$ .

Используя выражение (9), при числе выборок  $M = 100$  взаимная корреляция между импульсами  $a$  и  $b$ ,  $r = 0,95$ , что говорит о существенном сходстве исследуемых СРП.

На рис. 6 представлены два СРП: рис. 6а – СРП, полученный в результате моделирования колебательного перераспределения энергии в ключе на МОП-транзисторе в режиме инвертора, на рис. 6б – СРП, полученный в результате проведения эксперимента.

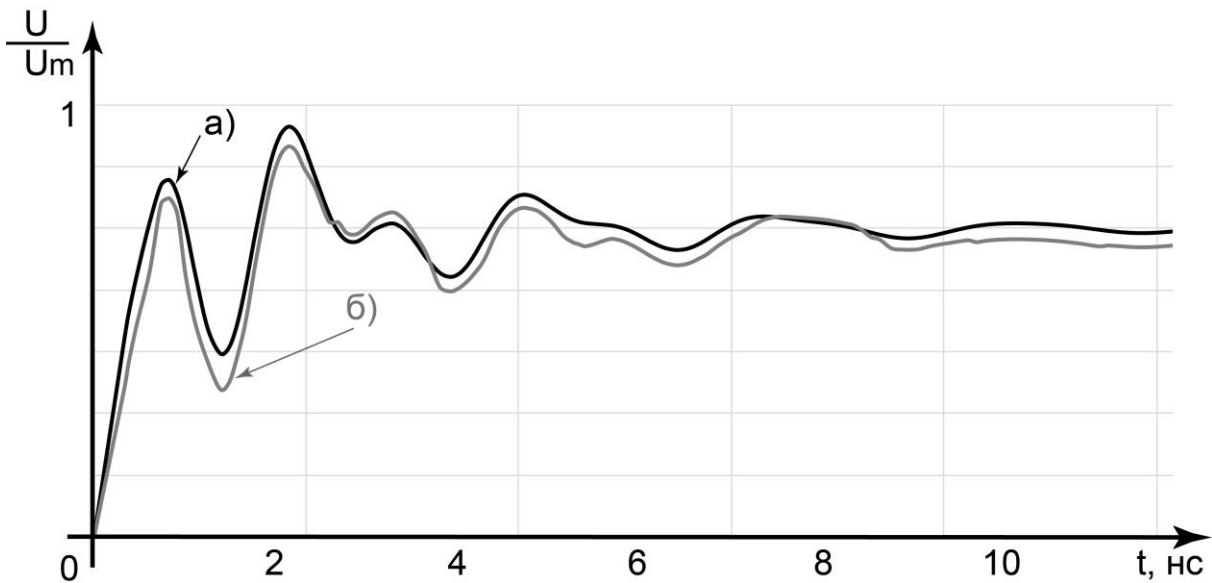


Рис. 6. СРП колебательного перераспределения энергии в ключе на МОП-транзисторе в режиме инвертора.

Также, используя выражение (9), при числе выборок  $M = 100$  взаимная корреляция между импульсами  $a$  и  $b$ ,  $r = 0,93$ , что говорит о существенном сходстве исследуемых СРП.

Следует заметить, что СРП, представленные на рис. 6, есть суперпозиция полей, излучаемых при перераспределении энергии, где основными накопителями выступают входные и выходные емкости МОП-транзистора, а также индуктивности подводящих проводников.

Очевидно, что при изменении параметров МОП-транзистора, например, деградации подзатворного диэлектрика, СРП будет отличаться от реперного. На рис. 7 представлена СРП колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе в режиме инвертора при определении технического состояния, полученного по данным моделирования (рис. 7а – нормальное функционирование, рис. 7б – при деградации подзатворного диэлектрика, уменьшение емкости на 5%).

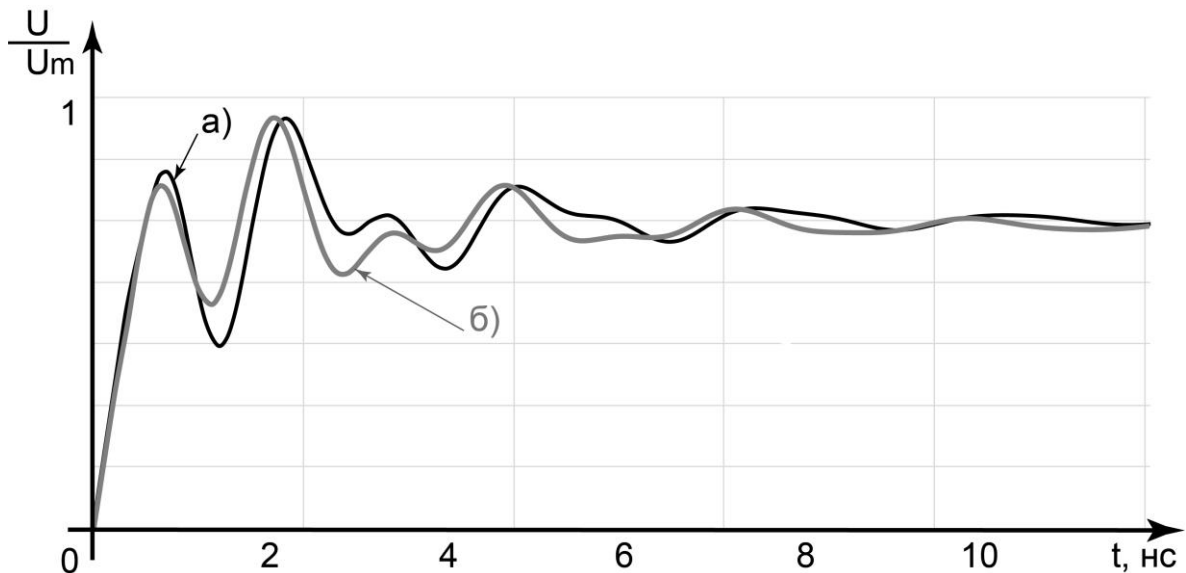


Рис. 7. Модель СРП колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе в режиме инвертора при определении технического состояния.

Из данного рисунка видно, что даже при незначительном изменении параметров ключевого узла, связанного с деградацией подзатворного диэлектрика, взаимная корреляция СРП в нормальном состоянии и с дефектом  $r < 0,7$ , что говорит о существенном различии СРП нормального функционирования и СРП при ухудшении параметров.

### Заключение

В работе впервые представлены модели колебательного перераспределения энергии в МОП-транзисторе с открытым стоком и в режиме инвертора в программе схемотехнического моделирования ISIS пакета Proteus 8 Professional. При корректном задании параметров, разработанные модели позволяют формировать импульсные характеристики цифровой цепи, обусловленные наличием реактивных накопителей в радиотехническом узле. На основе физико-математического обоснования предложенных моделей был разработан экспериментальный образец МУ и проведены лабораторные испытания, подтверждающее достоверность данных, полученных в результате моделирования. В ходе эксперимента были сняты серии СРП, показавшие воспроизводимость по корреляции с расчетными данными не хуже 0,9.

СРП, полученные при отклонении параметров ключевых элементов от заданных, позволяют предсказать возможные проблемы в цепи ключевого элемента и при дальнейшем анализе указывают на места возникновения данных проблем.

Предлагаемые модели могут быть использованы в пассивной радиоволновой технической диагностике, основанной на регистрации электрической составляющей электромагнитных излучений, создаваемых самими радиоэлектронными устройствами, открывая новые возможности диагностики неисправностей на ранних стадиях их возникновения.

### Литература

1. Евстифеев А.В. *Микроконтроллеры AVR семейств Mega. Руководство пользователя.* Москва, ДМК. 2015. 588 с.
2. Очкуренко Г.О. Программирование микроконтроллеров семейства AtMega на базе системы Arduino. *Теория и практика современной науки.* 2019. №4(46). С.178-183.
3. Амелин С.А., Амелина М.А. Разновидности SPICE-моделей транзисторов с изолированным затвором. *Сб. трудов VII Межд. научн.-техн. конф. «Энергетика, информатика, инновации» – 2017.* В 3-х томах. Том 2. С.15-20.
4. Shichman H., Hodges D.A. Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits. *IEEE Journal of Solid-State Circuits.* 1968. Vol.SC-3. No.3. P.285-289.
5. Kizimenko V.V., Ulanouski A.V. Comparative analysis of the various resonator models in the input impedance calculation of the microstrip antennas. *Proceedings of 39-th International Conference “Telecommunications and Signal Processing (TSP)”.* Vienna, June 27-29, 2016.
6. Научно-технический портал по радиоэлектронике “RadioProg”. Раздел «Калькуляторы». [электронный ресурс]. URL: <https://radioprogram.ru/calculator/list>
7. Башарин С.А. *Теоретические основы электротехники.* Москва, Академия. 2018. 192 с.

8. Костин М.С., Бойков К.А. *Радиоволновые технологии субнаносекундного разрешения*. Москва, МИРЭА – Российский технологический университет. 2021. 142 с.

9. Бойков К.А. Разработка и исследование системы радиоимпульсной регенерации для устройств высокоскоростной стробоскопической оцифровки. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2018. №3.  
URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/6/text.pdf>

**Для цитирования:**

Бойков К.А. Моделирование и анализ колебательного перераспределения энергии при собственных электромагнитных излучениях в ключевых радиоэлектронных схемах на МОП-транзисторах. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №6.  
<https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.14>