

**Федеральное государственное бюджетное учреждение науки  
Институт проблем проектирования в микроэлектронике  
Российской академии наук (ИППМ РАН)**

**Моделирование в LTSpice шумов CJFET микросхем при  
криогенных температурах**

**Чумаков В.Е., chumakov.dssa@mail.ru, Дворников О.В.,  
oleg\_dvornikov@tut.by, Прокопенко Н.Н., prokopenko@sssu.ru,  
Гавлицкий А.И., gavlicky@bk.ru, Пахомов И.В. pahom2191@mail.ru**

**Научно-исследовательская лаборатория проблем проектирования в  
экстремальной микроэлектронике ИППМ РАН и Донского  
государственного технического университета (г. Ростов-на-Дону)**

**Введение**

JFET транзисторы широко используются во входных каскадах аналоговых радиоэлектронных устройств для обеспечения малого входного тока и низких шумов, что особенно важно при работе с источниками сигналов с высоким внутренним импедансом [1]. Кроме того, проведенные нами исследования позволили установить, что применение комплементарных JFET (CJFET) позволяет создавать аналоговые микросхемы, сохраняющие работоспособность при одновременном воздействии низких температур, вплоть до температуры жидкого азота, и проникающей радиации [2, 3].

Целью настоящей статьи является рассмотрение методики моделирования в LTSpice шумов CJFET микросхем при низких температурах.

**1. Основные положения и термины**

При моделировании в Spice-подобных программах учитываются тепловые, дробовые и избыточные шумы [4].

Тепловой шум (шум Джонсона) возникает вследствие случайного характера теплового движения свободных электронов в резистивном материале и проявляется в виде флуктуаций напряжения на разомкнутых выводах резисторов.

Средний квадрат величины напряжения холостого хода  $V_{NR}^2$  в любом резисторе определяется формулой Найквиста

$$V_{NR}^2 = 4kTR\Delta f, \quad (1)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К;  $T$  – абсолютная температура в Кельвинах (К);  $R$  – сопротивление резистора;  $\Delta f$  – ширина полосы частот,  $\Delta f = f_2 - f_1$ ;  $f_2, f_1$  – верхняя и нижняя частота полосы пропускания.

Дробовой шум проявляется как случайные флуктуации токов через электронно-дырочные переходы в полупроводниках. Он обусловлен

дискретной природой заряда, переносимого электронами. Величина дробового шума определяется формулой Шоттки:

$$I_{NI}^2 = 2qI\Delta f, \quad (2)$$

где  $I_{NI}^2$  – средний квадрат тока дробового шума;  $I$  – постоянный ток через р-п-переход;  $q$  – заряд электрона,  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл.

Тепловой и дробовой шум имеют горизонтальный частотный спектр, т.е. одинаковую мощность шума на всех частотах. Шум с горизонтальным спектром называют «белым шумом».

Как следует из (1) и (2) тепловой шум не зависит от силы тока и приближается к нулю при  $T=0$  К, в то же время дробовой шум прямо пропорционален силе тока и не зависит от температуры.

Реальные устройства имеют различные источники «избыточных шумов», которые присутствуют как в полупроводниковых приборах, так и резисторах.

Шум типа  $1/f$  (фликкер- шум) имеет спектр плотности мощности, приблизительно обратно пропорциональный частоте, и иногда называется «розовым шумом».

В малосигнальных эквивалентных электрических схемах резистор с тепловым шумом может быть представлен как не шумящий резистор с последовательно включенным источником шумового напряжения  $\sqrt{4kTR\Delta f}$  или с параллельно соединенным источником шумового тока  $\sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}}$ .

В малосигнальной схеме (рис. 1) шумы JFET характеризуются следующими выражениями [5]:

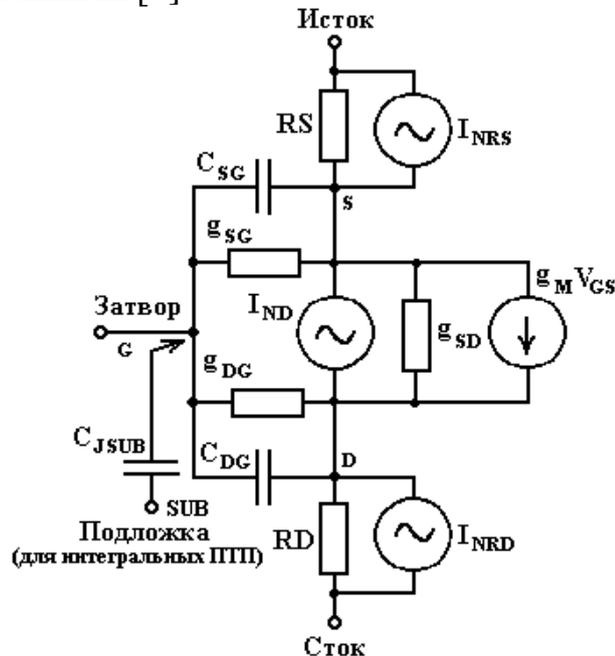


Рис. 1 Малосигнальная эквивалентная электрическая схема JFET с источниками шумов

$$S_{NRS}^2 \equiv \frac{dI_{NRS}^2}{df} = \frac{4kT}{RS}, \quad (3)$$

$$S_{NRD}^2 \equiv \frac{dI_{NRD}^2}{df} = \frac{4kT}{RD}, \quad (4)$$

$$S_{ND}^2 \equiv \frac{dI_{ND}^2}{df} = \frac{8kT}{3} g_M + \frac{I_D^{AF} KF}{f}. \quad (5)$$

В выражениях (3)-(4) и на рис. 1 приняты следующие условные обозначения:  $g_{SG}, g_{DG}, g_M, g_{SD}$  - проводимость  $p$ - $n$ -перехода исток–затвор, сток–затвор, передаточная проводимость (крутизна), выходная проводимость;  $C_{SG}, C_{DG}$  - емкость  $p$ - $n$ -перехода исток–затвор, сток–затвор;  $R_S, R_D$  - сопротивление истока, стока;  $V_{GS}$  – напряжение на «внутреннем» промежутке исток–сток (между узлами  $s, d$ );  $S_{NRS}, S_{NRD}, S_{ND}$  – спектральные плотности теплового шума сопротивлений  $R_S, R_D$  и дробового шума тока стока;  $KF, AF$  – коэффициент и показатель степени фликкер-шума;  $I_{Ni}$  – среднеквадратическое значение (СКЗ) шумового тока в полосе частот  $df$   $i$ -того источника шума.

Следует обратить внимание на следующее:

- тепловые шумы сопротивлений  $R_S, R_D$  учтены на эквивалентной схеме JFET с помощью источников шумового тока  $I_{NRS}, I_{NRD}$ , параллельно соединенных с соответствующими резисторами;

- спектральные плотности шумов ( $S_{NRS}, S_{NRD}, S_{ND}$ ) в выражениях (3)-(5) имеют размерность  $A/\sqrt{\Gamma\text{ц}}$ , их следует различать от спектральной плотности мощности (spectral power density) тепловых шумов сопротивлений  $R_S, R_D$  ( $S_{NRS}^2, S_{NRD}^2$ ) и шумового тока стока ( $S_{ND}^2$ ) с размерностью  $A^2/\Gamma\text{ц}$ .

## 2. Директивы LTSpice, применяемые при моделировании шумов

Для определения параметров и характеристик в программном обеспечении LTSpice используются так называемые директивы [6], которые осуществляют запуск и остановку процесса моделирования, определяют режимы расчета, управляют отображением результатов моделирования, позволяют задавать различные параметры и начальные условия.

Для анализа суммарных шумов, включающих тепловые, дробовые и низкочастотные, используется директива .NOISE.

При выполнении этой директивы:

- определяется режим работы по постоянному току;
- выполняется линеаризация нелинейных компонентов;
- находятся комплексные значения напряжения узлов, зависящие от частоты;

- на каждой частоте  $f$  рассчитывается спектральная плотность мощности выходного напряжения [ $V^2/\Gamma\text{ц}$ ], обусловленная наличием статистически независимых источников внутреннего шума (резисторов, полупроводниковых приборов), при этом шумы от отдельных источников суммируются на выходе по среднеквадратическому закону, т.е. суммируются спектральные плотности мощности;

- уровень шума пересчитывается с выхода на вход делением спектральной плотности мощности выходного напряжения  $[B^2/Гц]$  на квадрат модуля соответствующей передаточной функции;

- при указании переменных  $V(onoise)$  и  $V(inoise)$  рассчитывается спектральная плотность суммарных шумов на выходе и входе с размерностью  $B/\sqrt{Гц}$ .

Директива `.NOISE` может задаваться с применением текстового синтаксиса либо графического интерфейса.

При использовании текстового синтаксиса директива `.NOISE` выглядит следующим образом:

`.NOISE V(<узел> [, узел 2]) <источник> <OCT, DEC, LIN> <число точек> <начальная частота> <конечная частота>.`

Если выходным является один узел, то он указывается как  $V(\text{узел})$ . Если выходное напряжение снимается между узлами, то  $V(\text{узел}, \text{узел } 2)$ .

Параметр `<источник>` указывает независимый источник, для которого рассчитывается эквивалентный входной шум. Если `<источник>` является независимым источником напряжения, то рассчитывается эквивалентный входной шум напряжения с размерностью  $B/\sqrt{Гц}$ , если `<источник>` является независимым источником тока, то рассчитывается эквивалентный входной шум тока с размерностью  $A/\sqrt{Гц}$ .

Обязательный параметр `<начальная частота>` и `<конечная частота>` определяет нижнюю и верхнюю границы частотного диапазона.

`<OCT>` `<число точек>` - число точек на октаву (увеличение частоты в 2 раза).

`<DEC>` `<число точек>` - число точек на декаду (увеличение частоты в 10 раз)

`<LIN>` `<число точек>` - общее количество линейно размещенных точек между нижней и верхней частотой.

Для настройки и размещения директивы `.NOISE` можно использовать окно `Edit Simulation Command` (рис. 2), которое вызывается последовательным выполнением команд меню `Simulate| Edit Simulation Cmd`. Для моделирования шумов выбираем вкладку `Noise`.

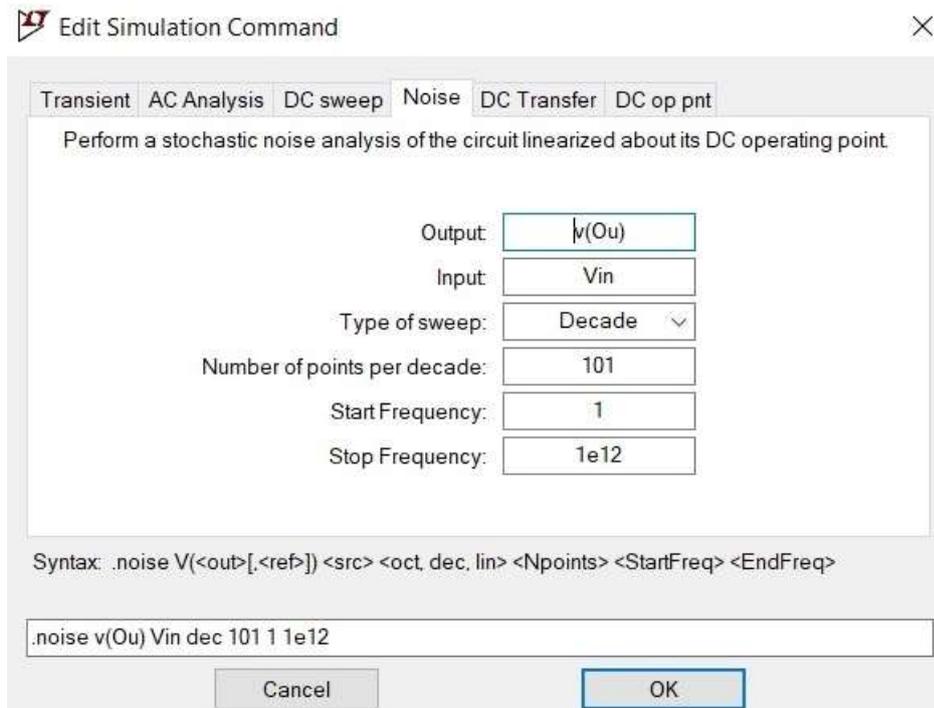


Рис. 2 Графический интерфейс директивы .NOISE (внизу приведен соответствующий текстовый синтаксис)

После завершения моделирования в окне плоттера можно построить: спектральную плотность суммарных шумов на выходе  $V(\text{onoise})$  и входе  $V(\text{inoise})$  с размерностью  $V/\sqrt{\Gamma\text{ц}}$ ; графики шумового вклада каждого элемента, приведенные к выходу или входу, разделив его на коэффициент преобразования GAIN. Требуемый график выбирается последовательным выполнением команд плоттера Plot Setting| Visible Traces| Select Visible Waveforms (рис. 3).

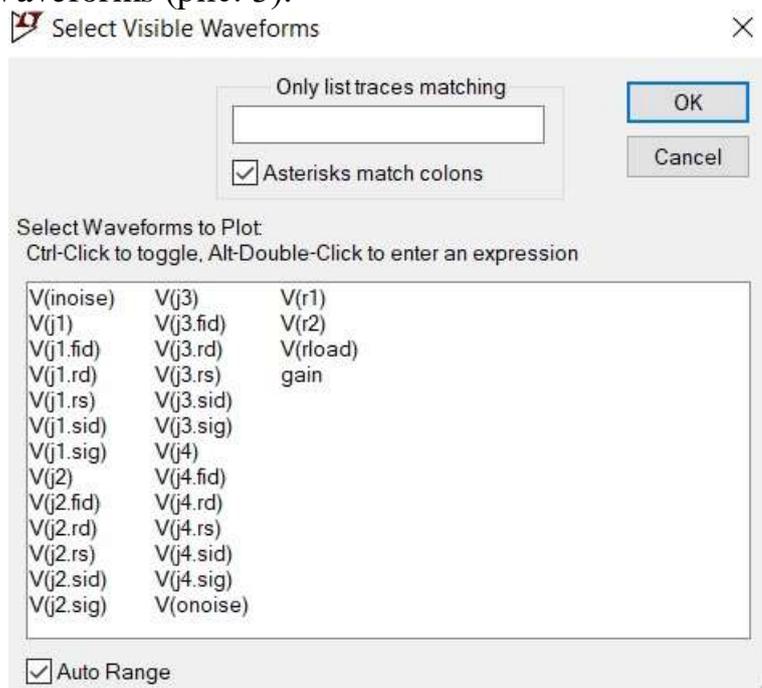


Рис. 3 Окно выбора отображаемых графиков

Чтобы найти СКЗ шума в частотном диапазоне, отображенном на горизонтальной оси, надо нажать и удерживать клавишу <Ctrl> и затем щелкнуть левой клавишей мышки по названию соответствующего графика.

Для определения СКЗ шума в другой полосе частот следует изменить отображаемый на горизонтальной оси диапазон частот (щелкнув правой клавишей мышки по горизонтальной оси) и повторить нахождение СКЗ шума.

Программное обеспечение LTSpice позволяет моделировать шумы при требуемой температуре при использовании директивы .OPTIONS или в диапазоне температур при указании директивы .STEP, например:

```
.OPTIONS temp = -197  
.STEP temp LIST -197 -140 30
```

Заметим, что в LTSpice возможно игнорирование шумов резисторов. Для этого после задания в схеме сопротивления резисторов необходимо указать "noiseless", например, "100k noiseless".

### 3. Особенности моделирования при криогенных температурах

Известно, что типовые библиотеки параметров моделей, предоставляемые предприятиями-изготовителями интегральных микросхем, обычно не предназначены для схемотехнического моделирования при температурах ниже  $-100^{\circ}\text{C}$ . В связи с указанным, перед проектированием низкотемпературных схем рекомендуется провести моделирование типовых вольтамперных характеристик (ВАХ) всех применяемых элементов (рис. 4) и сравнить результаты моделирования и измерений.

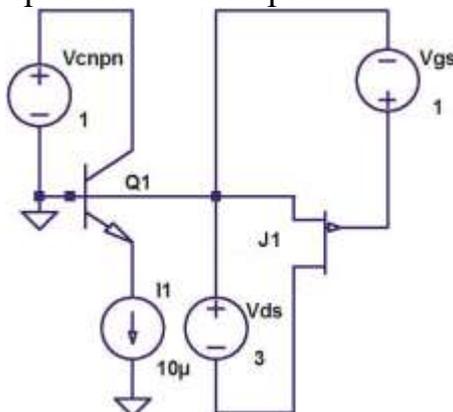


Рис. 4 Типовая схема включения n-p-n и p-JFET при моделировании ВАХ

В наших исследованиях использовалась библиотека параметров CJFET\_15.04.20.lib [7], в которой учет криогенных температур осуществлен путем применения низкотемпературных аппроксимаций Spice-параметров, полученных из экспериментальных данных.

Библиотека содержит:

- модели JFET ОАО «ИНТЕГРАЛ» с названием JN260\_6, JN260\_4, JN260\_2, JP50\_6, JP50\_4, JP50\_2. В названии модели указан тип проводимости канала и топологические размеры ширины и длины затвора;

- модель с названием Rp для резисторов с сопротивлением до 5 кОм и Rpr для резисторов с сопротивлением более 5 кОм.

Spice-параметры библиотеки позволяют описать температурные зависимости ВАХ CJFET и резисторов при установке одинаковых значений температуры и глобального параметра LT, который равен значению температуры в градусах Цельсия, например:

```
.OPTIONS temp={LT}
.STEP param LT LIST -197 -140 30
```

Адекватность моделирования ВАХ при низких температурах подтверждается совпадением результатов моделирования и измерений, показанных на рис. 5-9.

Главная особенность Spice- параметров библиотеки – они учитывают немонотонное температурное изменение тока стока (рис. 7, 8) и сопротивления резисторов (рис. 9). Последнее особенно важно, т.к. в диапазоне температур от минус 60°C до 60°C температурный коэффициент сопротивления (ТКС) полупроводникового резистора характеризуется одним Spice-параметром TC1=1.96m, а для описания температурной зависимости сопротивления при низких температурах применена аппроксимация полиномом. В дальнейшем при выполнении моделирования будут сравниваться результаты для типовой и реальной температурной зависимости.

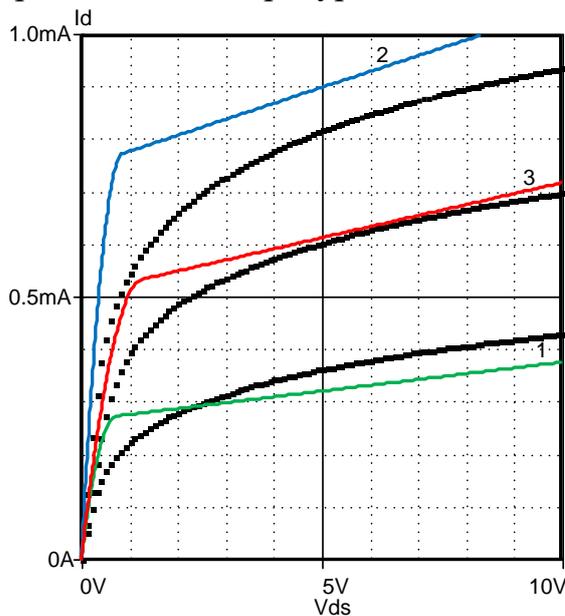


Рис. 5 Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) зависимости  $I_D$  от  $V_{DS}$  для JN260\_6 при разных температурах: 1 - минус 197°C; 2 - минус 120°C; 3 - 30°C

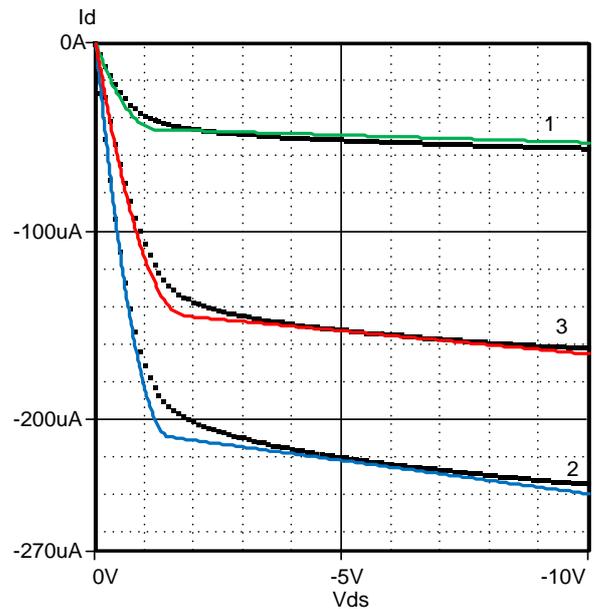


Рис. 6 Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) зависимости  $I_D$  от  $V_{DS}$  для JP50\_6 при разных температурах: 1 - минус 197°C; 2 - минус 120°C; 3 - 30°C

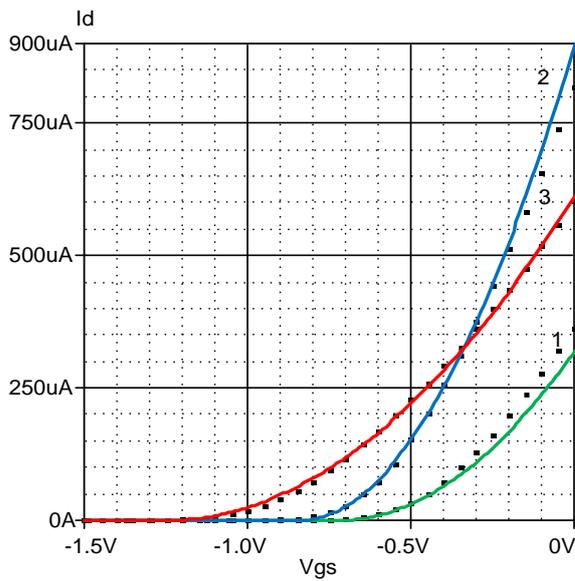


Рис. 7 Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) зависимости  $I_D$  от  $V_{GS}$  для JN260\_6 при разных температурах: 1 - минус 197°C; 2 - минус 120°C; 3 - 30°C

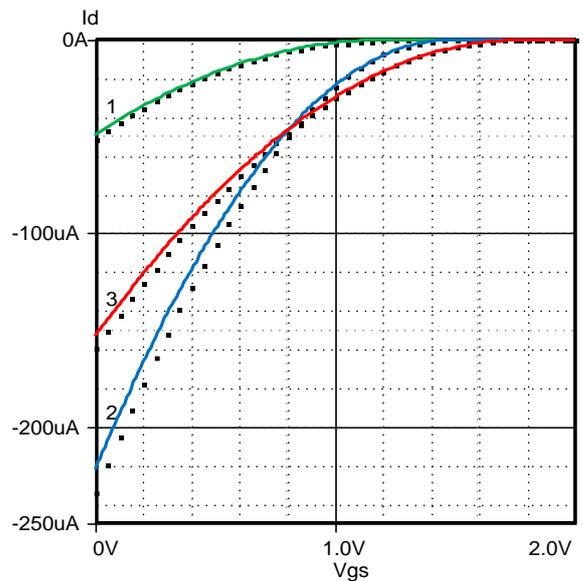


Рис. 8 Результаты измерений (точки) и моделирования (сплошная линия) зависимости  $I_D$  от  $V_{GS}$  для JP50\_6 при разных температурах: 1 - минус 197°C; 2 - минус 120°C; 3 - 30°C

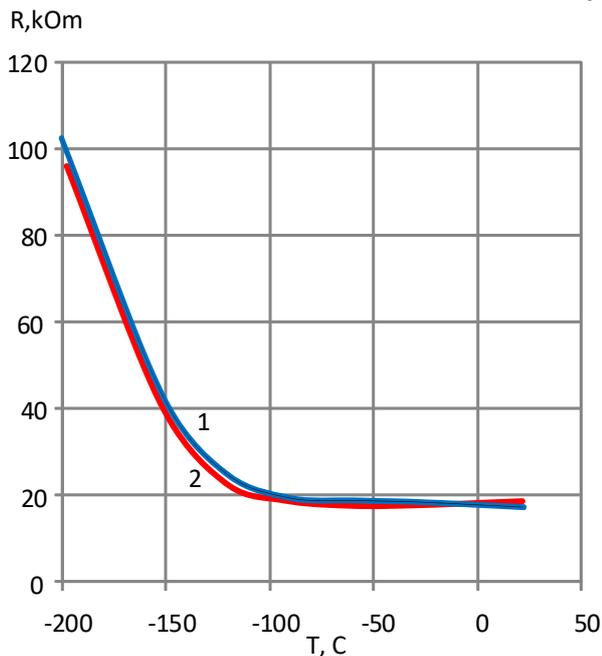


Рис. 9 Зависимость сопротивления тестового резистора от температуры: 1 - измерения, 2 – моделирование

Рассмотрим моделирование шумов при низкой температуре на примере фильтра нижних частот (ФНЧ). На рис. 10 показана схема ФНЧ, текстовый синтаксис и заполненное окно графического интерфейса директивы .Noise.

```

.step param LT list -197 -140 30
.param LT=-197
.options temp={LT}
.lib CJFET_15.04.20.lib
.noise v(Ouf) Vinf dec 101 1 10k

```

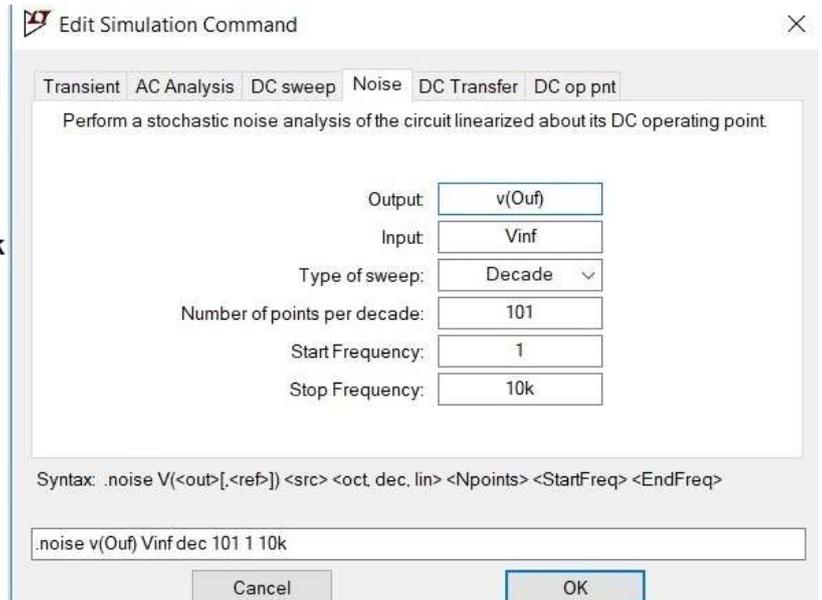
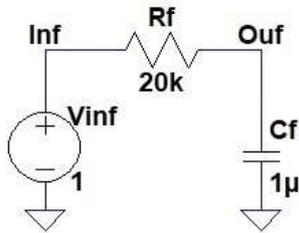
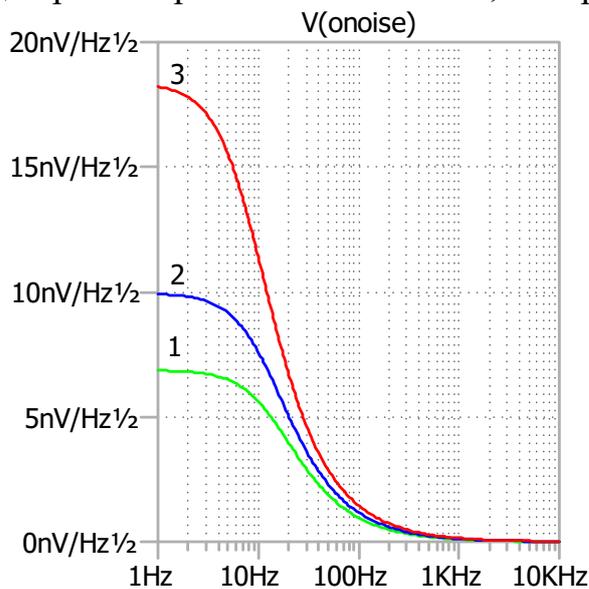
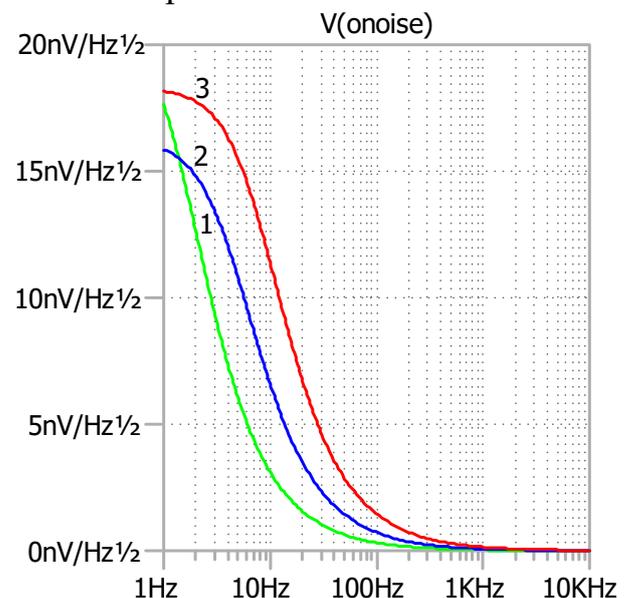


Рис. 10 Пример схемы ФНЧ для моделирования спектральной плотности шума в диапазоне низких температур

На рис. 11а представлен график спектральной плотности шума на выходе ФНЧ в диапазоне частот от 1 Гц до 10 кГц при трех значениях температуры для резисторов с типовым ТКС, а на рис. 11б – с реальным ТКС.



а) типовой ТКС



б) реальный ТКС

Рис. 11 Зависимость спектральной плотности шума на выходе ФНЧ от частоты при разных температурах: 1 - минус 197°C; 2 - минус 140°C; 3 - 30°C

Как указывалось, программное обеспечение LTSpice позволяет определить СКЗ напряжения шума на выходе схемы, если нажать на клавишу <Ctrl> и щелкнуть левой клавишей мышки по заголовку V(onoise).

Всплывающие окна при моделировании СКЗ напряжения шума ФНЧ при типовом и реальном ТКС резисторов и температуре минус 197°С показаны на рис. 12.

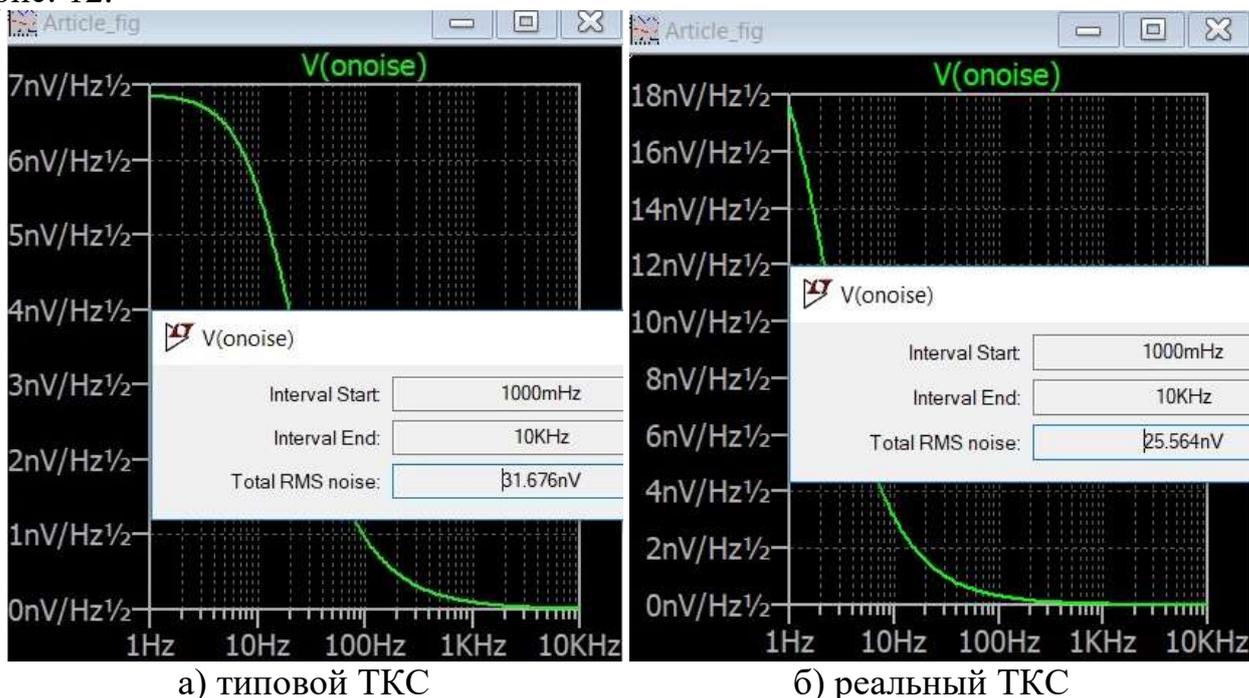


Рис. 12 Всплывающие окна в плоттере LTSpice при моделировании СКЗ напряжения шума на выходе ФНЧ при температуре минус 197°С

Графики на рис. 11а и 11б качественно отличаются, подтверждают необходимость обязательного учета реального ТКС резисторов и могут быть объяснены следующим образом:

- для резистора с типовым ТКС (рис. 11а) при уменьшении температуры сопротивление резистора и тепловой шум в соответствии с (1) уменьшаются, а полоса пропускания ФНЧ растет;

- для резистора с реальным ТКС (рис. 11б) при температуре ниже ориентировочно минус 100°С сопротивление значительно возрастает, что приводит к уменьшению полоса пропускания ФНЧ, а на уровень шума влияют два противоречивых фактора - уменьшение теплового шума при уменьшении температуры и увеличение шума при росте сопротивления резистора.

#### 4. Моделирование CJFET буферного усилителя

Буферные усилители (БУ) - повторители напряжения с большим входным и малым выходным сопротивлением - широко применяются в различных аналоговых схемах. Для комплементарных JFET ОАО "Интеграл", описываемых Spice-параметрами библиотеки CJFET\_15.04.20.lib, был разработан БУ, сохраняющий свою работоспособность при воздействии криогенных температур и проникающей радиации [8].

На рис. 13 приведена электрическая схема БУ с директивами управления и результатами моделирования рабочей точки при нормальных условиях и температуре жидкого азота.

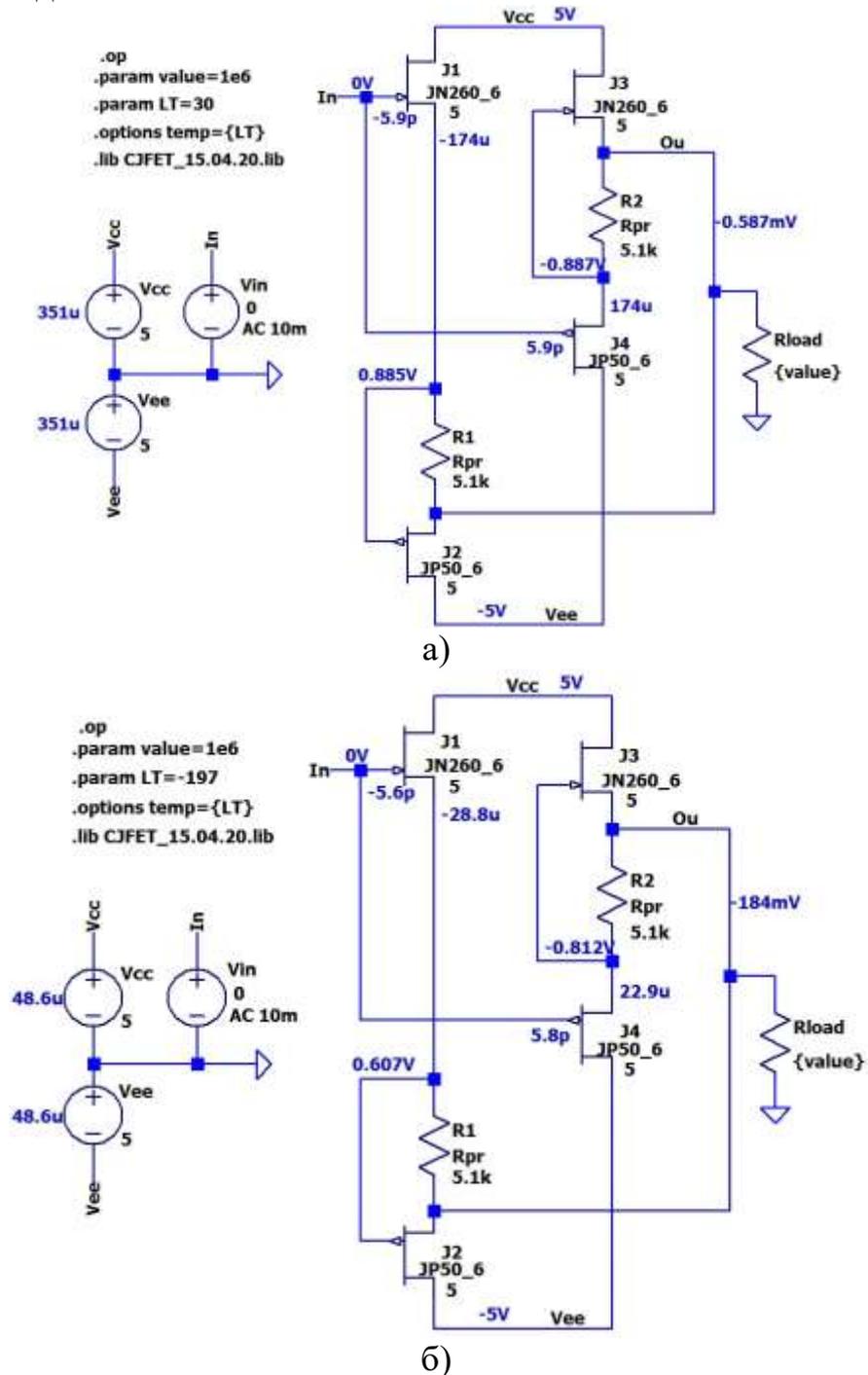


Рис. 13 Электрическая схема БУ с результатами моделирования рабочей точки в режиме холостого хода при разных температурах: а) 30°C, б) минус 197°C

На рисунках 14-16 показаны результаты моделирования основных статических характеристик БУ при нормальных условиях и низких температурах.

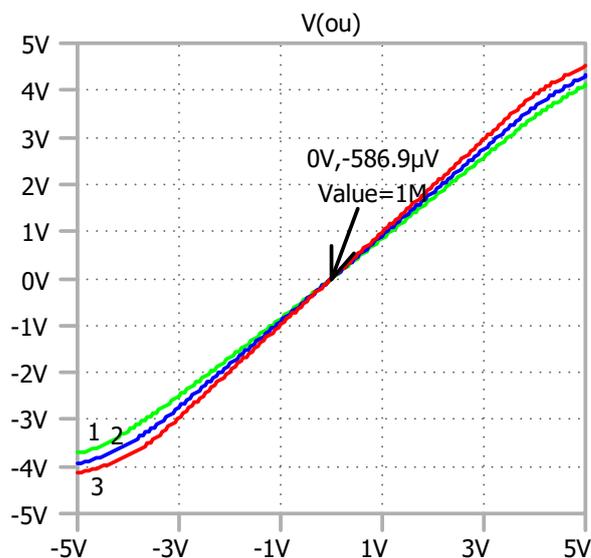


Рис. 14 Зависимость выходного напряжения  $V(Ou)$  БУ от входного при  $T=30^{\circ}\text{C}$  и разных сопротивлениях нагрузки: 1 -  $R_{load}=5\text{k}$ ; 2 -  $R_{load}=10\text{k}$ ; 3 -  $R_{load}=1\text{M}$

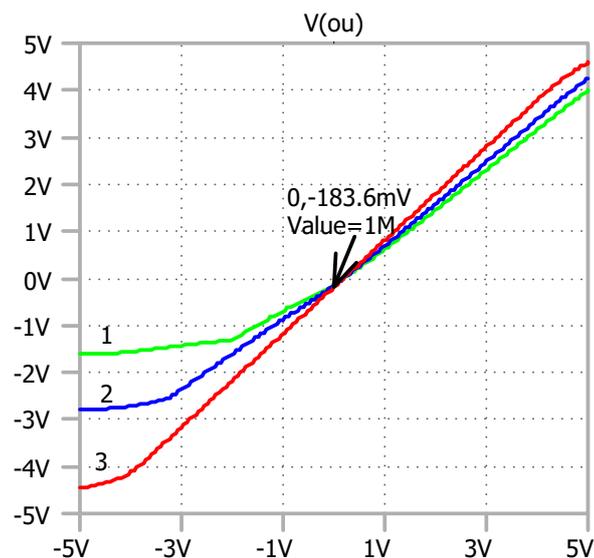


Рис. 15 Зависимость выходного напряжения  $V(Ou)$  БУ от входного при  $T=-197^{\circ}\text{C}$  и разных сопротивлениях нагрузки: 1 -  $R_{load}=5\text{k}$ ; 2 -  $R_{load}=10\text{k}$ ; 3 -  $R_{load}=1\text{M}$

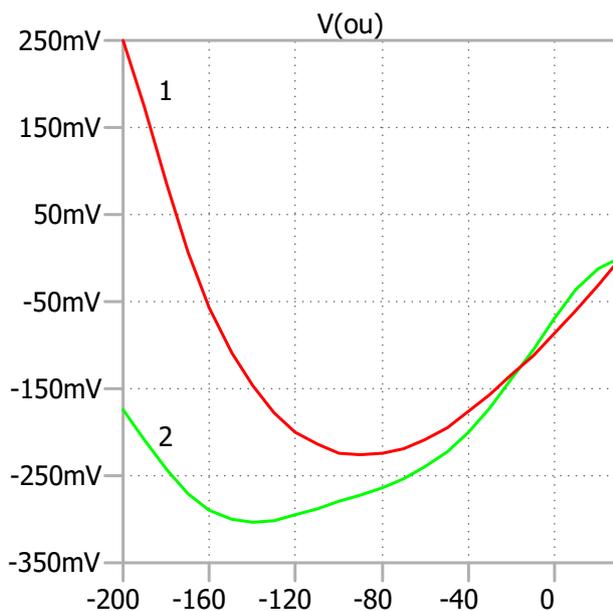


Рис. 16 Зависимость выходного напряжения  $V(Ou)$  БУ от температуры в режиме холостого хода при нулевом входном напряжении: 1 - типовой ТКС; 2 - реальный ТКС

Для моделирования спектральной плотности шума (рис. 17, 18) и СКЗ напряжения шума на выходе БУ (узел  $Ou$  на рис. 12) при трех значениях температуры (минус  $197^{\circ}\text{C}$ , минус  $140^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$ ) были применены следующие директивы управления:

```
.lib CJFET_15.04.20.lib
.noise v(Ou) Vin dec 101 1 1g
```

```

.step param LT list -197 -140 30
.param value=1e6
.param LT=30
.options temp={LT}

```

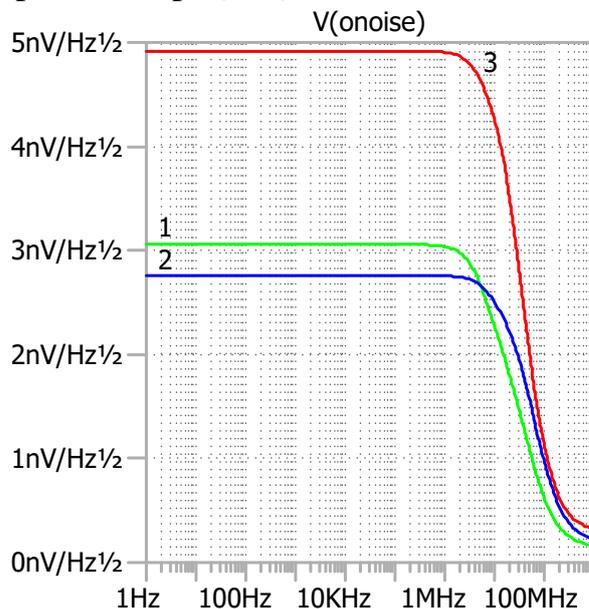


Рис. 17 Зависимость спектральной плотности суммарных шумов БУ при разных температурах и типовом ТКС: 1 - минус 197°C (СКЗ напряжения шума - 16.246 мкВ); 2 - минус 140°C (20.914 мкВ); 3 - 30°C (29.9 мкВ)

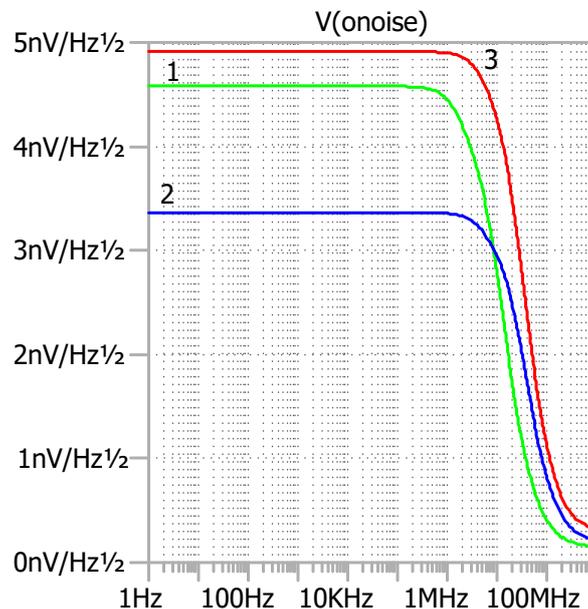


Рис. 18 Зависимость спектральной плотности суммарных шумов БУ при разных температурах и реальном ТКС: 1 - минус 197°C (СКЗ напряжения шума - 16.6 мкВ); 2 - минус 140°C (21.161 мкВ); 3 - 30°C (29.895 мкВ)

Определение СКЗ напряжения шума в полосе частот от 1 Гц до 1 ГГц выполнялось при моделировании для каждой температуры отдельно.

Заметим, что моделирование с реальным ТКС резисторов привело к уменьшению полосы пропускания БУ при  $T=-197^\circ\text{C}$  от 12.56 МГц до 5.05 МГц (рис. 19).

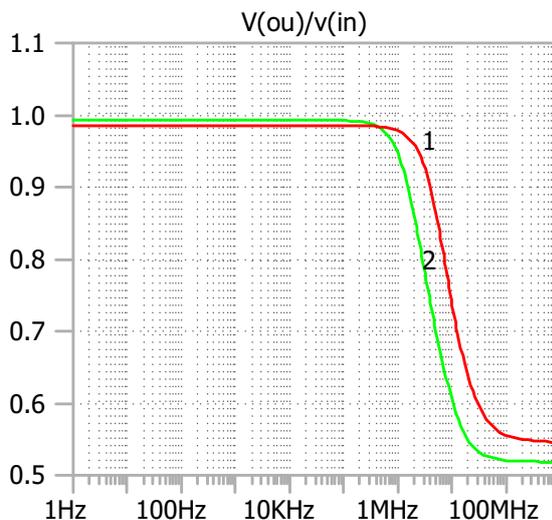


Рис. 19 Амплитудно-частотная характеристика БУ при  $T=-197^\circ\text{C}$ : 1 - типовой ТКС; 2- реальный ТКС

Сравнение кривых 1 и 2 на рис. 16, результатов моделирования шума с типовым и реальным ТКС еще раз поясняют важность учета немонотонного изменения сопротивления полупроводниковых резисторов при низких температурах и возможно приведут к отказу от их применения в малошумящих микросхемах, работающих при криогенных температурах.

### Заключение

В статье рассмотрена методика моделирования спектральной плотности шума и среднеквадратического значения шума в программном обеспечении LTSpice при низких температурах. Для адекватного моделирования микросхем, содержащих CJFET и полупроводниковые резисторы, Spice-параметры моделей этих элементов должны описывать немонотонное температурное изменение тока стока и сопротивления резисторов. Последнее особенно важно, т.к. значительный рост сопротивлений полупроводниковых резисторов при температуре ориентировочно меньшей минус 100°C вызывает увеличение шума, уменьшение полосы пропускания и может привести к отказу от применения полупроводниковых резисторов в малошумящих микросхемах, работающих при криогенных температурах.

Статья подготовлена в рамках проекта РФФ № 16-19-00122-П.

### Список литературы:

1. Дворников, О.В. Проблемы проектирования аналоговых устройств с входными полевыми транзисторами / О.В. Дворников // Компоненты и технологии, № 6, 2005.- с. 218-221, №7, 2005.- с. 216-222, №8, 2005.- с. 184-189.
2. Modernization of Low-Temperature JFET Models Built into LTspice CAD Systems, Taking into Account the Results of their Experimental Study / O. Dvornikov, V. Dziallau, V. Tchekhovski, N. Prokopenko, A. Zhuk, A. Bugakova // Latin American Electron Devices Conference (LAEDC-2020), San José, Costa Rica, February 25 - 28, 2020. **DOI:** 10.1109/LAEDC49063.2020.9073004.
3. Cryogenic Operational Amplifier on Complementary JFETs / O. V. Dvornikov, N. N. Prokopenko, A. V. Bugakova, V. A. Tchekhovski and I. V. Maliy // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2018), Kazan, Russia, September 14 - 17, 2018, pp. 901-905 **DOI:** 10.1109/EWDTS.2018.8524640.
4. Букингем, М. Шумы в электронных приборах и системах: Пер. с англ. – М.: Мир, 399 с.
5. Абрамов, И.И. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем / И.И. Абрамов, О.В. Дворников. – Минск: Акад. упр. при Президенте Респ. Беларусь, 2006. – 286 с.
6. Володин, В.Я. LTSpice: компьютерное моделирование электронных схем. - СПб.: БХВ- Петербург, 2010 - 400 с.
7. Дворников, О.В. Учет одновременного воздействия низких температур и проникающей радиации на характеристики биполярных и JFET

транзисторов при схемотехническом моделировании / О.В. Дворников, В.А. Чеховский, Н.Н. Прокопенко, Я.Д. Галкин, А.В. Кунц // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2020. Сборник трудов IX Всероссийской научно-технической конференции. - С. 46-55. DOI:10.31114/2078-7707-2020-1-46-55.

<http://www.mes-conference.ru/data/year2020/pdf/D033.pdf?t=291393>

8. Пат. 2684489 Российская Федерация, МПК H03F 3/187. Буферный усилитель на комплементарных полевых транзисторах с управляющим р-п переходом для работы при низких температурах / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Бугакова А.В., Титов А.Е.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «Донской государственной технической университет». – № 2018121299/08; заявл. 08.06.2018; опубл. 09.04.2019, Бюл. № 10. – 17с.: ил. (792).