

БАЗОВЫЙ МАТРИЧНЫЙ КРИСТАЛЛ МН2ХА030 - СРЕДСТВО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ И КРИОГЕННЫХ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

О.В. Дворников, В. А. Чеховский
oleg_dvornikov@tut.by

Концепция БМК предполагает не только разработку топологии кристалла, но и создание необходимых средств проектирования, а именно: Spice-моделей, расположенных на БМК активных и пассивных элементов, рекомендаций по схемотехническому проектированию, схемно-топологических библиотек компонентов.

Конструкция БМК. Разработанный БМК МН2ХА030 представляет собой модернизацию АБМК-2.1, направленную на введение р-ПТП в каждую макроячейку, значительное увеличение сопротивления и количества полупроводниковых резисторов, увеличение количества контактных площадок.

БМК МН2ХА030 (рис. 1) содержит восемь макроячеек. По периметру БМК расположены сложнофункциональные контактные площадки (122 шт.), которые используются для соединения кристалла проводниками с траверсами корпуса или в качестве следующих активных элементов: PADN – два многоэмиттерных мощных n-p-n-транзистора; PADP – два многоэмиттерных мощных p-n-p-транзистора; PADJ – малошумящий p-ПТП. Всего на кристалле БМК размещено 64 мощных n-p-n транзистора, 60 мощных p-n-p транзистора и 60 малошумящих p-ПТП.

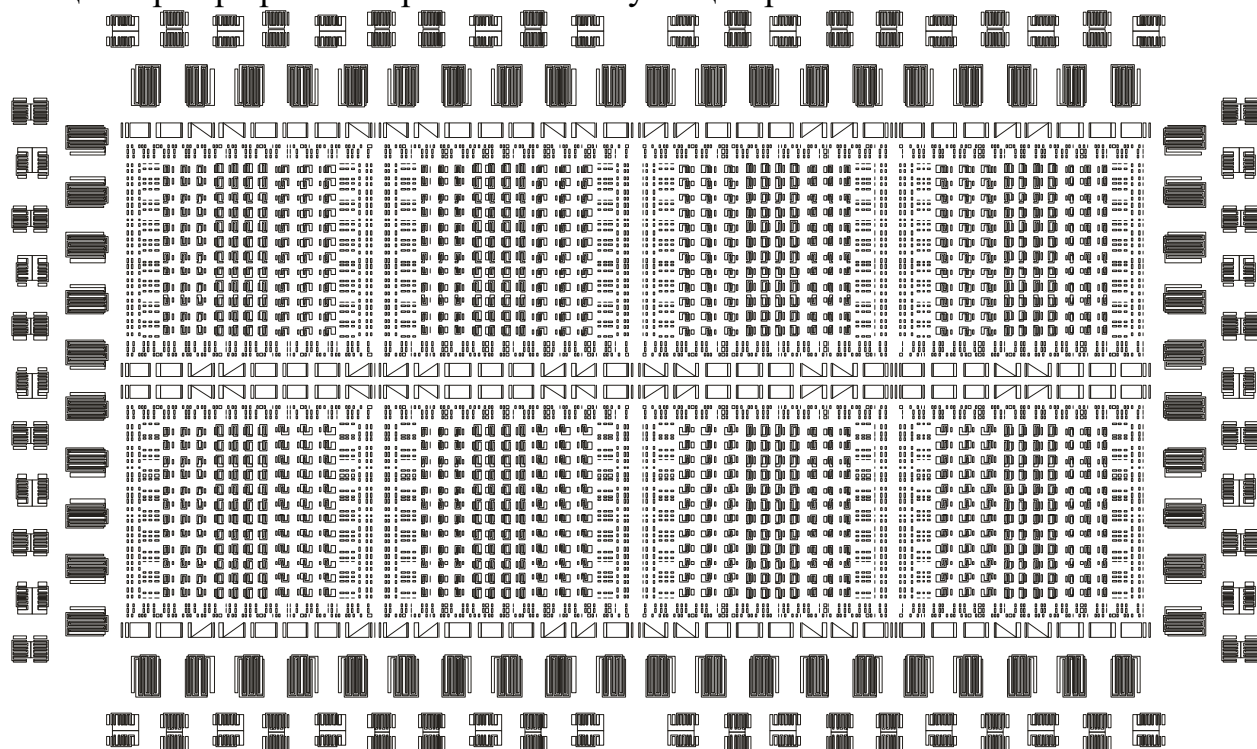


Рис. 1. Упрощенная топология БМК МН2ХА030

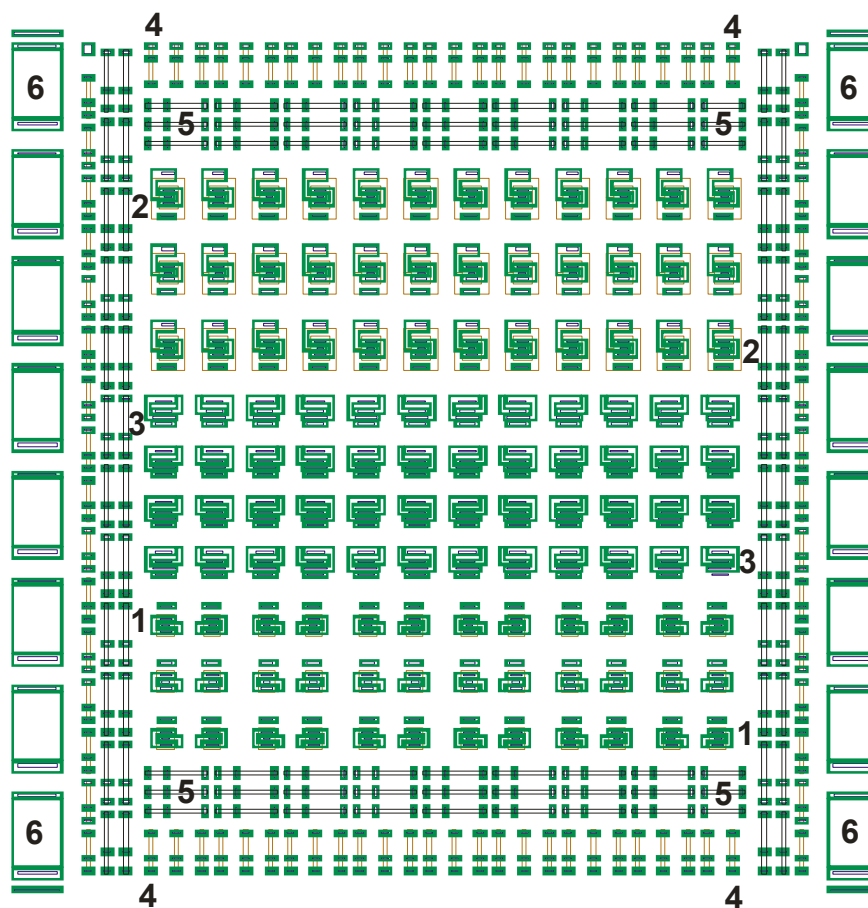


Рис. 2. Упрощенная топология макроячейки БМК MN2XA030

Каждая макроячейка (рис. 2) включает:

- 36 маломощных n-p-n транзистора (1 на рис. 2) с топологическим размером эмиттера $7 \text{ мкм} \cdot 1,5 \text{ мкм}$, расположенных в виде матрицы их 3 строк и 12 столбцов;

- 36 маломощных p-n-p транзистора (2 на рис. 2) с размером эмиттера $7 \text{ мкм} \cdot 1,5 \text{ мкм}$ (матрица их 3 строк и 12 столбцов);

- 48 маломощных p-ПТП (3 на рис. 2) с размером затвора $16,5 \text{ мкм} / 1,5 \text{ мкм}$ (матрица их 4 строк и 12 столбцов);

- 84 резистора типа $2R4 \text{ мкм}$ (4 на рис. 2), каждый из которых путем выполнения различных межсоединений позволяет получить сопротивление $0,735 \text{ кОм}$, $1,05 \text{ кОм}$, $2,45 \text{ кОм}$, $3,5 \text{ кОм}$;

- 96 резисторов типа $2RR4 \text{ мкм}$ (5 на рис. 2), каждый из которых позволяет получить сопротивление $3,51 \text{ кОм}$, $5,2 \text{ кОм}$, $10,8 \text{ кОм}$, 16 кОм ;

- 16 МОП- конденсаторов (6 на рис. 2), каждый из которых обладает емкостью $1,07 \text{ пФ}$.

Суммарное сопротивление всех резисторов БМК составляет $14,64 \text{ МОм}$, а суммарная емкость всех конденсаторов - $136,96 \text{ пФ}$.

Макроячейка окружена экранирующим контактом к подложке p- типа, позволяющим устранить паразитное взаимодействие через подложку.

Площадь эмиттера маломощных БТ микросхемы MN2XA030 почти в 2 раза меньше, чем транзисторов БСК MN2XA010, поэтому аналоговые

компоненты БМК МН2ХА030 при в 2 раза меньшем токе потребления будут иметь почти такое же быстродействие, как компоненты БСК МН2ХА010.

На одной макроячейке можно реализовать ОУ или компаратор, поэтому на кристалле МН2ХА030 может быть создано аналоговое устройство сложностью до 8 ОУ.

Средства схемотехнического проектирования. Известно, что не все коммерческие САПР и фирменные библиотеки Spice-параметров моделей транзисторов пригодны для схемотехнического моделирования влияния проникающей радиации и криогенной температуры на параметры аналоговых микросхем. Для одновременного учета влияния радиации и низких температур нами было предложено применение САПР LTSpice, встроенных в LTSpice типовых моделей с усредненными температурными коэффициентами, а также разработанные математические выражения, устанавливающие взаимосвязь параметров моделей, полупроводника и радиационного облучения и описывающие немонотонное изменение параметра V_{TH} р-ПТП в диапазоне температур от $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $30\text{ }^{\circ}\text{C}$. Разработанные модели позволяют описать существующий технологический разброс напряжения отсечки V_{TH} путем изменения параметра $V_{TOValue}$, разброс β - измерением параметра $BFscale$, влияние поглощенной дозы гамма-излучения и потока нейтронов - параметрами модели D_G и F_N соответственно. Применение указанных средств обеспечило удовлетворительное совпадение результатов измерений и моделирования ВАХ БТ и ПТП.

Так на рис. 3-8 приведены результаты моделирования в программе LTSpice ВАХ транзисторов БМК МН2ХА030 при воздействии температуры T и потока нейтронов F_N . На рисунках применены обозначения: $\beta = I_C/I_B$; I_E , I_C , I_B , I_D - ток эмиттера, коллектора, базы, стока; V_{GS} , V_{SD} - напряжение затвор-исток, исток-сток; V_{TH} - напряжение отсечки.

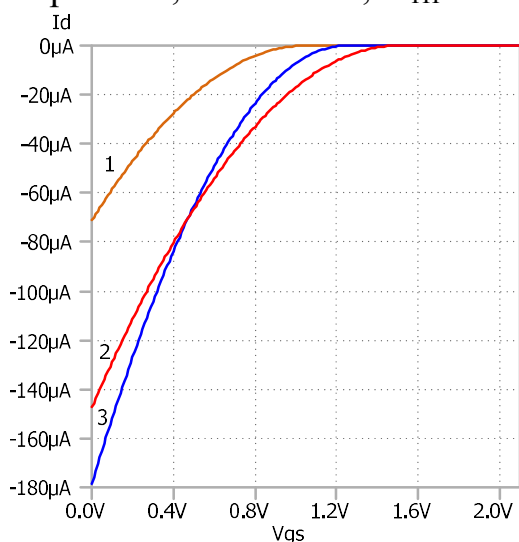


Рис. 3. Зависимость I_D от V_{GS} маломощного р-ПТП БМК при $V_{SD} = 3\text{ В}$ и разных температурах: 1 - $T = -197\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($V_{TH} = 1,04\text{ В}$),
2 - $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($V_{TH} = 1,5\text{ В}$),
3 - $T = -100\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($V_{TH} = 1,24\text{ В}$)

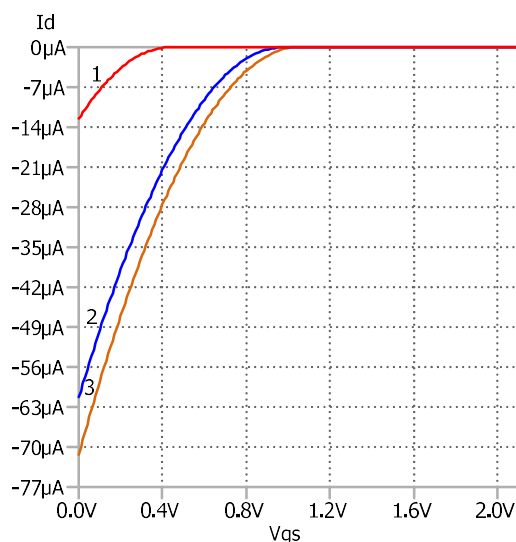


Рис. 4. Зависимость I_D от V_{GS} маломощного р-ПТП БМК при $T = -197\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{SD} = 3\text{ В}$ и разных потоках нейтронов: 1 - $F_N = 10^{15}\text{ н./см}^2$ ($V_{TH} = 0,43\text{ В}$),
2 - $F_N = 10^{14}\text{ н./см}^2$ ($V_{TH} = 0,97\text{ В}$),
3 - $F_N = 1\text{ н./см}^2$ ($V_{TH} = 1,04\text{ В}$)

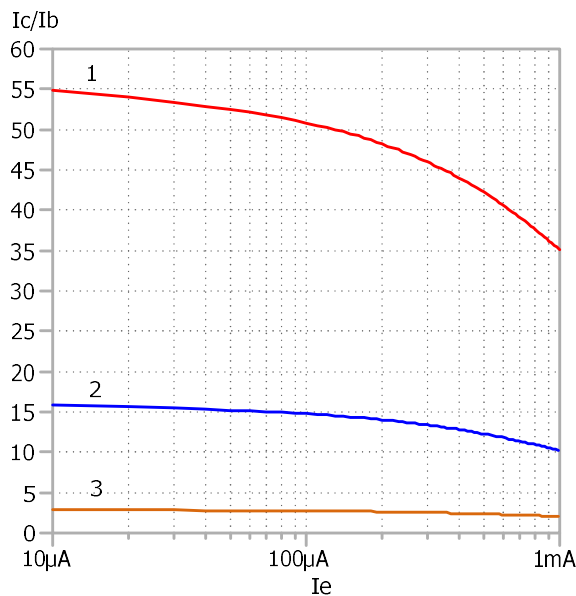


Рис. 5. Зависимость β маломощного p-n-p-транзистора БМК от эмиттерного тока при разных температурах: 1 - $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$, 2 - $T = -100\text{ }^{\circ}\text{C}$, 3 - $T = -197\text{ }^{\circ}\text{C}$

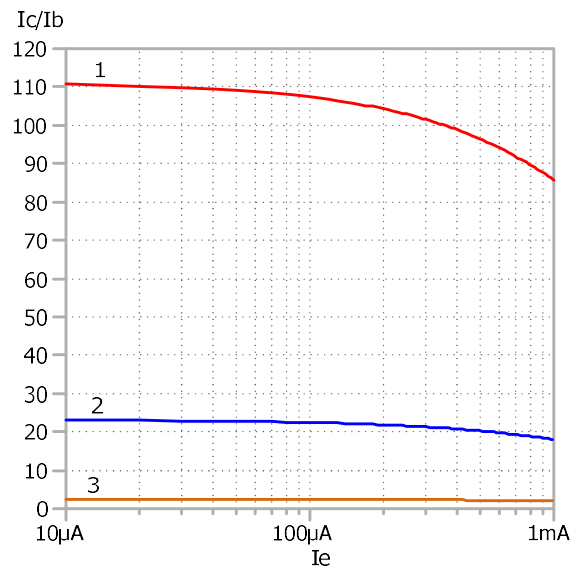


Рис. 6. Зависимость β маломощного n-p-n-транзистора БМК от эмиттерного тока при разных температурах: 1 - $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$, 2 - $T = -100\text{ }^{\circ}\text{C}$, 3 - $T = -197\text{ }^{\circ}\text{C}$

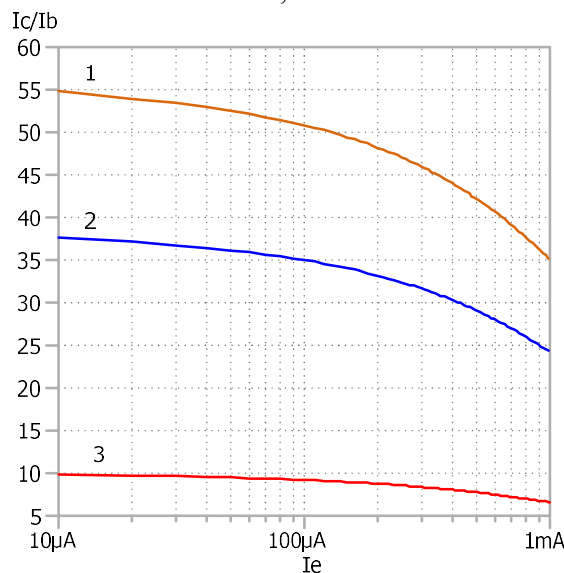


Рис. 7. Зависимость β маломощного p-n-p-транзистора БМК от эмиттерного тока при $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ и разных потоках нейтронов:
1 - $F_N = 1\text{ н./см}^2$, 2 - $F_N = 10^{13}\text{ н./см}^2$,
3 - $F_N = 10^{14}\text{ н./см}^2$

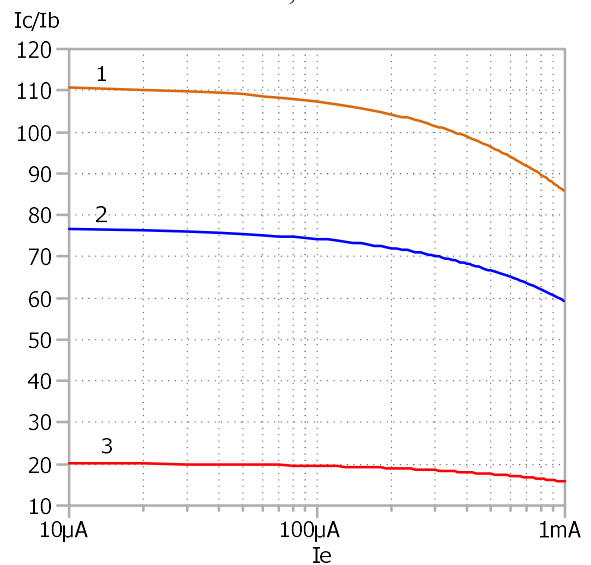


Рис. 8. Зависимость β маломощного n-p-n-транзистора БМК от эмиттерного тока при $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ и разных потоках нейтронов:
1 - $F_N = 1\text{ н./см}^2$, 2 - $F_N = 10^{13}\text{ н./см}^2$,
3 - $F_N = 10^{14}\text{ н./см}^2$

Рекомендации по схемотехническому проектированию. При разработке радиационно-стойких и криогенных ИС целесообразно учитывать следующие положения.

Прежде всего, рекомендуется выполнить моделирование и анализ зависимостей: $I_D = f(V_{GS})$ при $V_{SD} = \text{Const} \geq V_{TH}$; $\beta = f(I_E)$ при напряжении коллектор-база $V_{CB} = 1\text{ В}$; напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе V_{BE} от I_E , т.е. $V_{BE} = f(I_E)$ при $V_{CB} = 1\text{ В}$.

Моделирование зависимостей следует провести при следующих условиях:

- допустимом технологическом разбросе напряжения отсечки за счет измерения параметра $V_{TOValue} = 1,3; 1,44; 1,925$, что соответствует $V_{TH} = 1,35 \text{ В}; 1,5 \text{ В}; 2 \text{ В}$;
- допустимом технологическом разбросе β ($BFscale = 0,75; 1; 1,25$);
- в диапазоне температур вплоть до $-197 \text{ }^\circ\text{C}$;
- при поглощенной дозе гамма излучения $D_G = 1 \text{ рад}$ (нормальные условия), 100 крад , 1 Мрад , 2 Мрад , 3 Мрад ;
- при потоке нейтронов $F_N = 1 \text{ н./см}^2$ (нормальные условия); 10^{13} н./см^2 ; 10^{14} н./см^2 .

Изучение результатов моделирования ВАХ транзисторов позволяет выяснить проблемы, которые могут возникнуть при схемотехническом синтезе. Так:

- напряжение отсечки V_{TH} значительно уменьшается при $T = -197 \text{ }^\circ\text{C}$. Если в нормальных условиях напряжение отсечки соответствует минимально допустимому значению $V_{TH} = 1,35 \text{ В}$, то при $T = -197 \text{ }^\circ\text{C}$ уменьшается до $V_{TH} = 0,9 \text{ В}$;

- абсолютное значение напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе при $T = -197 \text{ }^\circ\text{C}$ возрастает и может превысить величину V_{TH} , а β существенно падает. Например, при $I_E = 50 \text{ мкА}$ для n-p-n-транзистора $|V_{BE}|$ возрастает от $0,688 \text{ В}$ в нормальных условиях до $1,057 \text{ В}$ при $T = -197 \text{ }^\circ\text{C}$, а β падает от 110 до $2,39$, для p-n-p- транзистора $|V_{BE}|$ возрастает от $0,704 \text{ В}$ в нормальных условиях до $1,066 \text{ В}$ при $T = -197 \text{ }^\circ\text{C}$, а β падает от 54 до $2,83$. Следовательно для обеспечения работоспособности схем при допустимом технологическом разбросе напряжения отсечки не следует применять включение эмиттерных переходов между истоком и затвором p-ПТП. Альтернативным решением данной проблемы является увеличение нормы V_{TH} в нормальных условиях, учитывающее спад напряжения отсечки при предельно низких температурах;

- БТ сохраняют минимальную работоспособность ($\beta > 2$) при одновременном воздействии низких температур $T = -197 \text{ }^\circ\text{C}$ и невысоком уровне проникающей радиации $F_N \leq 10^{12} \text{ н./см}^2$, $D_G \leq 200 \text{ крад}$. Частично компенсировать резкое падение β возможно за счет применения схем составных транзисторов, показанных на рис. 9;

- гамма-излучение практически не влияет на параметры p-ПТП, а влияние потока нейтронов проявляется, в основном, при $F_N > 10^{14} \text{ н./см}^2$. Так, напряжение отсечки, равное $1,5 \text{ В}$ в нормальных условиях, уменьшается до $0,88 \text{ В}$ при $F_N = 10^{15} \text{ н./см}^2$ и составляет $0,43 \text{ В}$ при $F_N = 10^{15} \text{ н./см}^2$ и $T = -197 \text{ }^\circ$.

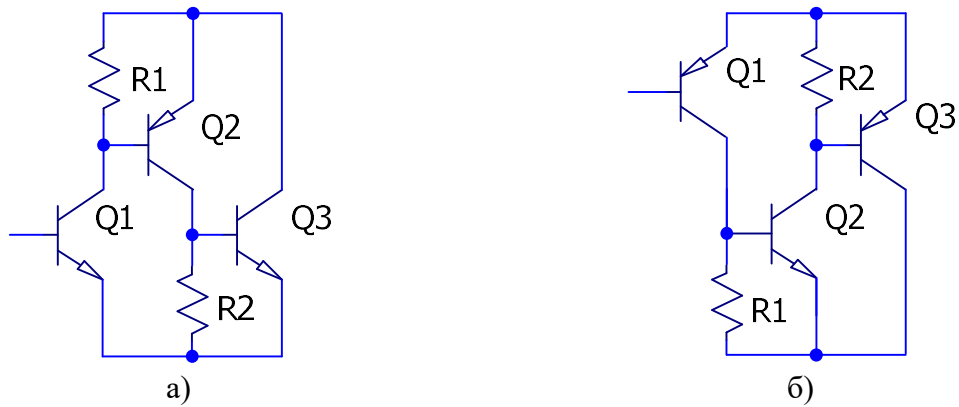


Рис. 9. Схемы составных транзисторов для низких температур: а) n-p-n- типа; б) p-n-p- типа

К настоящему времени разработаны основные элементы схемно-топологической библиотеки БМК МН2ХА030, которые наиболее часто применяются при синтезе аналоговых устройств: различные модификации ОУ и компараторов. Планируется дополнить библиотеку источниками опорного напряжения, стабилизатором и зарядочувствительным усилителем. Рассмотрим подробнее работу и характеристики типовых схем.

Радиационно-стойкий компаратор *Comp1*. Электрическая схема компаратора показана на рис. 10.

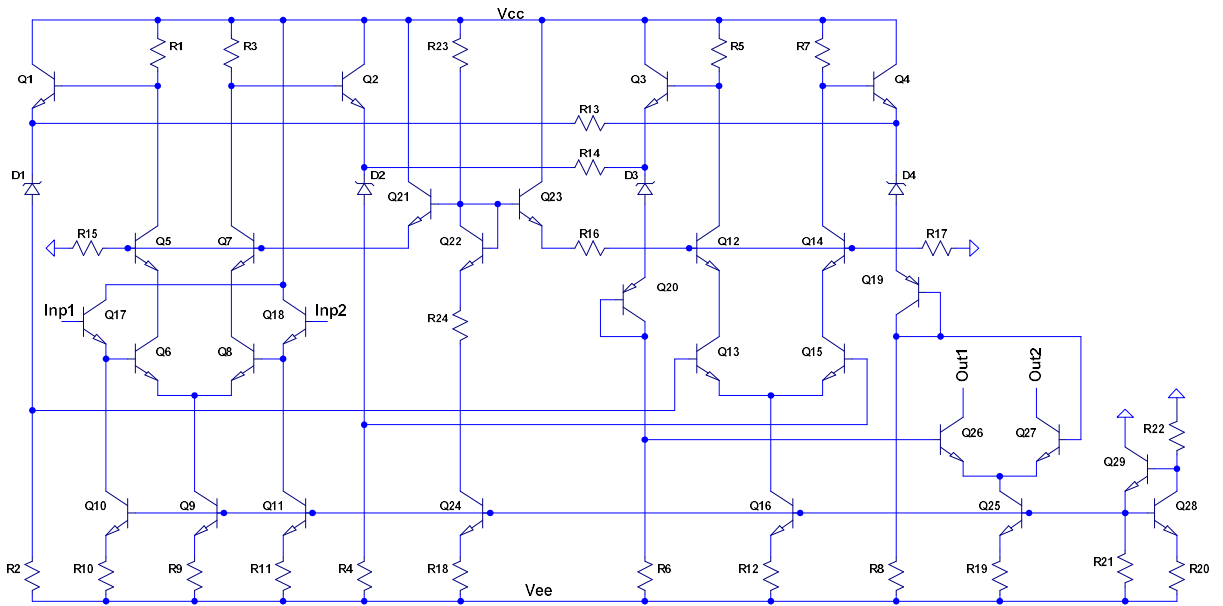


Рис. 10. Электрическая схема компаратора *Comp1*.

Отличие электрической схемы компаратора *Comp1* от компаратора БСК МН2ХА010 заключается в следующем:

- для уменьшения задержки удалены диоды между коллекторами транзисторов Q12, Q14;
- улучшена температурная стабильность каскада сдвига уровня постоянного напряжения за счет последовательного включения стабилитронов D3, D4 с положительным температурным коэффициентом

напряжения (ТКН) и транзисторов в диодном включении Q19, Q20 с отрицательным ТКН;

- уменьшены в 2 раза коллекторные токи транзисторов, за исключением выходных Q25-Q27;

- сопротивления резисторов R1, R3, R5, R7 выбраны для исключения насыщения транзисторов Q5, Q7, Q12, Q14.

Результаты моделирования переходной характеристики при соединении выхода Out1 через сопротивление нагрузки $R_L=100$ Ом с шиной нулевого напряжения и разном превышении порога показаны на рис. 11.

Компаратор Comp1 характеризуется следующими параметрами: напряжение питания - ± 5 В; ток потребления - 1,69 мА; входной ток - 0,37 мкА; максимальный выходной ток - 3,55 мА.

Радиационно-стойкие операционные усилители OАmp1, OАmp2.

Разработанные ОУ состоят из источника тока, управляемого напряжением (ИТУН), и выходного эмиттерного повторителя. OАmp1 включает ИТУН, показанный на рис. 12, и один выходной каскад Q51-Q54 на рис. 13, причем узлы с одинаковыми именами V_p , V_n , $Ou1$, V_{cc} , V_{ee} соединены между собой.

Усилитель OАmp1 подобен ОУ БСК МН2ХА010 и хотя уровень рабочих токов транзисторов почти в 2 раза меньше ($I_{R4} = 61,08$ мкА, $I_{R12} \approx I_{R13} \approx I_{R14} \approx I_{R16} \approx I_{R25} \approx I_{R26} \approx 110$ мкА, $I_{EQ52} = I_{EQ54} \approx 215$ мкА), но плотность тока транзисторов OАmp1 и ОУ БСК МН2ХА010 одинакова. В связи с этим предполагается, что OАmp1 будет радиационно-стойким.

Функционирование OАmp1 поясняют результаты моделирования передаточной характеристики, показанные на рис. 14, т.е. зависимости выходного напряжения $V(Out1)$ (в узле Out1 на рис. 13) от входного напряжения $V(In)$ в узле In при нулевом напряжении в узле Ni, т.е. $V(Ni) = 0$.

На графике рис. 14 отображена также переменная $d(V(Out1))$, которая в соответствии с правилами редактора LTSpice является производной от выходного напряжения по входному, т.е. коэффициентом усиления напряжения $K_V = 7210$.

Как видно из графика $V(Out1) = 0$ при входном напряжении 642 мкВ, следовательно, напряжение смещения нуля OАmp1 около 642 мкВ.

На рис. 15 приведены амплитудно- и фазочастотная характеристики OАmp1, описывающие его быстродействие и устойчивость к самовозбуждению при работе с ООС. Частота единичного усиления составляет 50,5 МГц, запас фазы при этом - 56,5 °.

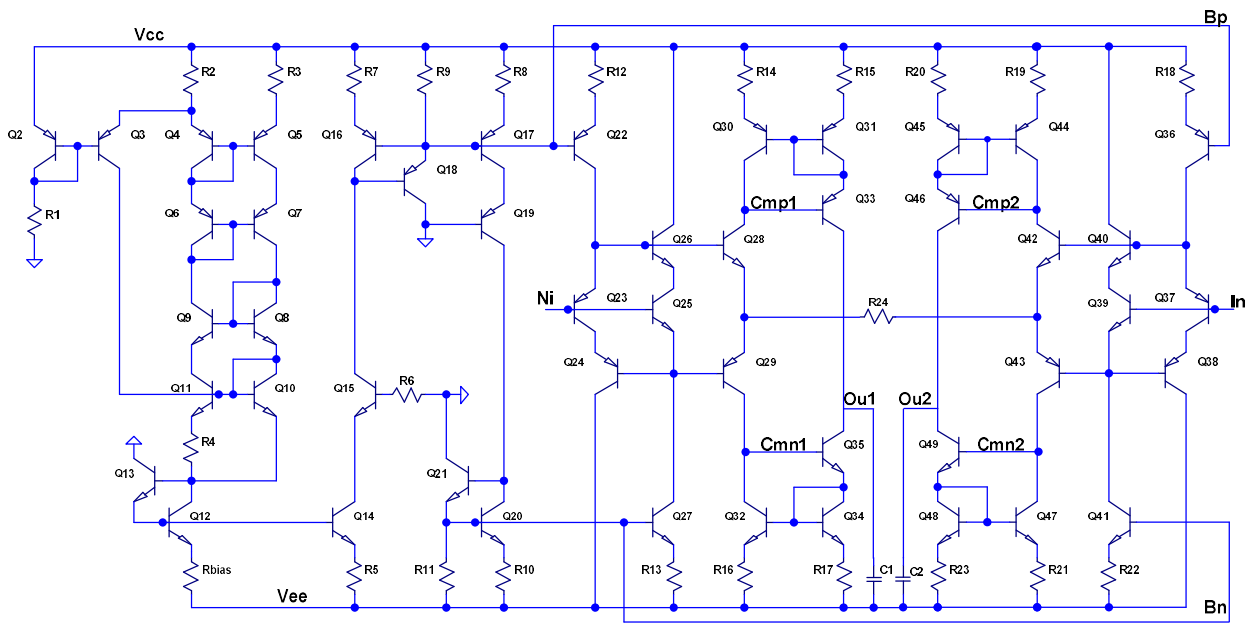


Рис. 12. Электрическая схема ИТУН, входящего в OАmp1, OАmp2

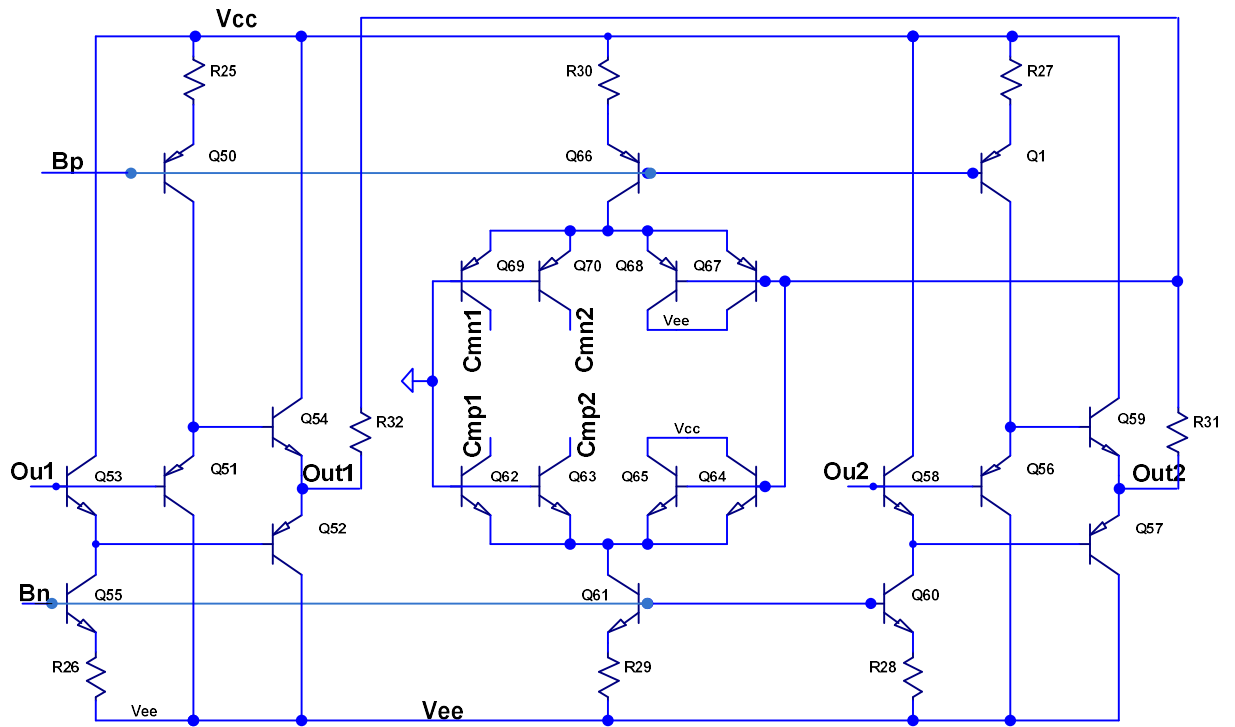


Рис. 13. Электрическая схема выходных каскадов усилителей OАmp1, OАmp2

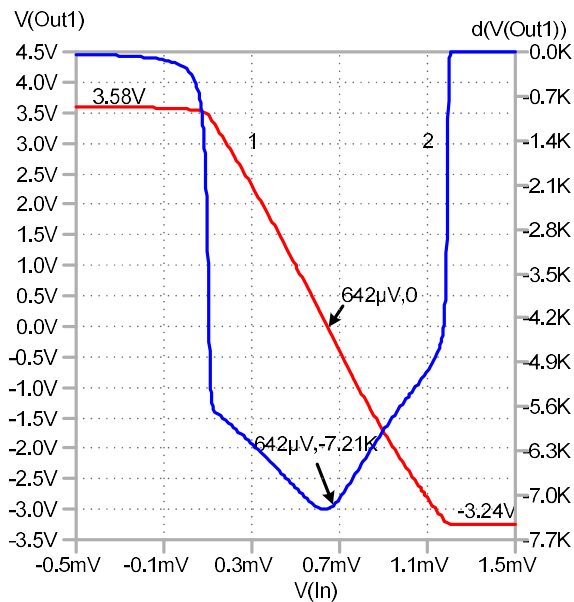


Рис. 14. Зависимость от входного напряжения $V(\text{In})$ выходного напряжения $V(\text{Out1})$ (кривая 1) и коэффициента усиления $d(V(\text{Out1}))$ (кривая 2) усилителя OAmpl при $V(\text{Ni}) = 0$, $T = 30^\circ\text{C}$, $R_L = 1\text{ кОм}$

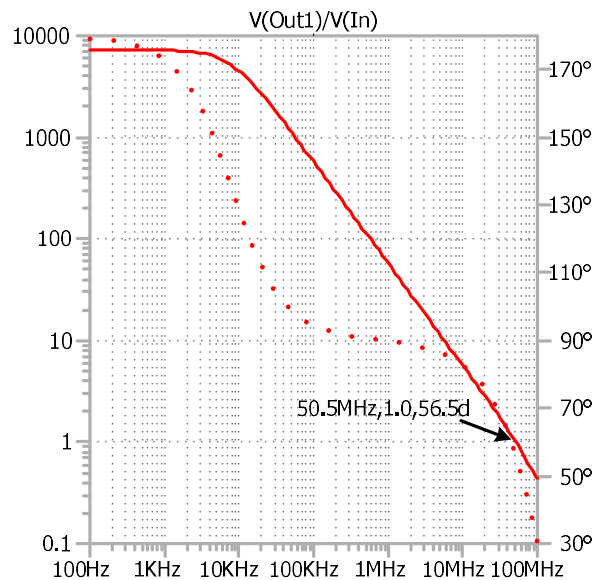


Рис. 15. Зависимость от частоты коэффициента усиления $V(\text{Out1})/V(\text{In})$ (сплошная кривая) и его фазы (пунктирная кривая) усилителя OAmpl при $V(\text{Ni}) = 0$, $T = 30^\circ\text{C}$, $R_L = 1\text{ кОм}$, $C_L = 10\text{ пФ}$

OAmpl2 является ОУ с парафазным выходом и состоит из ИТУН (рис. 12), двух выходных каскадов Q51-Q54 и Q56-Q59 и дифференциального каскада (ДК) отрицательной обратной связи (ООС) (Q61-Q70 на рис. 13). Один вход ДК (базы Q62, Q63, Q69, Q70) соединен с шиной нулевого напряжения, второй вход (базы Q64, Q65, Q67, Q68) - с выходом резистивного делителя R31, R32, устанавливающего среднее значение напряжения между выходами OAmpl2 (узлами Out1 и Out2). Выходы ДК Cmp1, Cmp2, Cmn1, Cmn2 (коллекторы транзисторов Q62, Q63, Q69, Q70 соответственно) подключены к входам Cmp1, Cmp2, Cmn1, Cmn2 "токовых зеркал" ИТУН. Введение ООС по синфазному сигналу осуществляет стабилизацию статического режима ОУ при допустимом технологическом разбросе параметров интегральных элементов, воздействии температуры и проникающей радиации. Влияние ДК ООС на статические характеристики OAmpl2 иллюстрирует рис.16, на котором приведены передаточные характеристики OAmpl1 и OAmpl2 при изменении величины параметра моделей BFscale от 0,75 до 1,25. Указанное изменение BFscale вызывает одинаковое изменение β как n-p-n-, так и p-n-p- транзисторов в диапазоне $\pm 25\%$ и приводит к изменению напряжения смещения нуля OAmpl1 от 514 мкВ до 850 мкВ, в то время как напряжение смещения нуля OAmpl2 остается на уровне 0,1 мкВ. К сожалению, введение ДК ООС уменьшает K_V OAmpl2 на 18 %, однако это падение усиления может быть компенсировано двухкратным увеличением K_V при съеме сигнала между выходами Out1 и Out2.

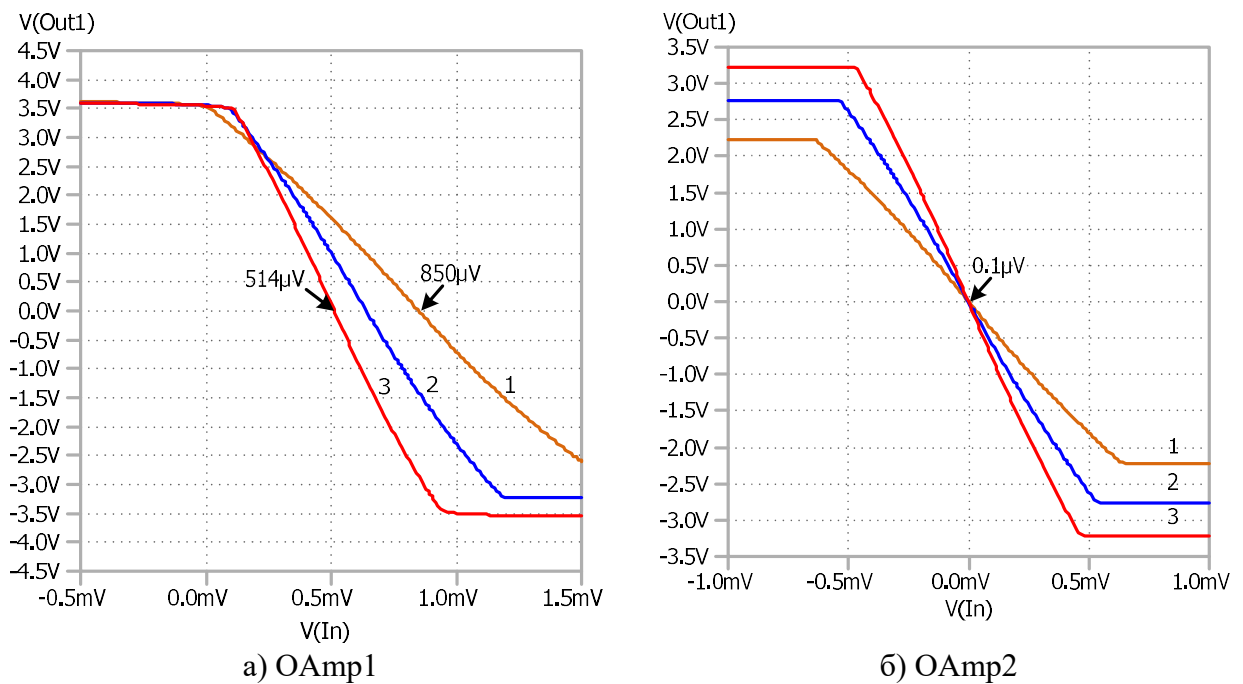


Рис. 16. Зависимость выходного напряжения $V(\text{Out1})$ от входного $V(\text{In})$ при $V(\text{Ni}) = 0$, $T = 30^\circ\text{C}$, $R_L = 1\text{ кОм}$ и различных значениях параметра BFscale : 1 - $\text{BFscale} = 0,75$; 2 - $\text{BFscale} = 1$; 3 - $\text{BFscale} = 1,25$

Мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ) для криогенных температур. МОУ является относительно новым функциональным узлом аналоговой схемотехники и позволяет в ряде случаев получить параметры аналоговых устройств недостижимые при использовании ОУ или инструментальных усилителей (ИУ).

Обычно практическая реализация входных цепей МОУ сводится к параллельному включению нескольких ДК с локальной ООС. Принципиальное отличие МОУ от классического ОУ состоит в том, что диапазон линейной работы их входных ДК должен быть достаточно широким до $2\div 3\text{ В}$. Все четыре входных вывода МОУ могут находиться при существенно разных потенциалах. Поэтому понятие «виртуального потенциального нуля», которое используется для обычных ОУ, для МОУ неприменимо.

На рис. 17 приведена электрическая схема криогенного МОУ OAmpl3.

OAmpl3 включает три усилительных каскада. Два классических входных ДК на полевых транзисторах J10, J11 и J13, J14 включены параллельно, их выходные токи (токи стока J10, J11 и J13, J14) суммируются на эмиттерных резисторах R3, R4 транзисторов с общей базой Q3, Q4. Таким образом, входной ДК и транзисторы Q3, Q4 с активной нагрузкой на р-ПТП J1, J2 образуют первый усилительный каскад, выполненный по схеме «перепнутого» каскада.

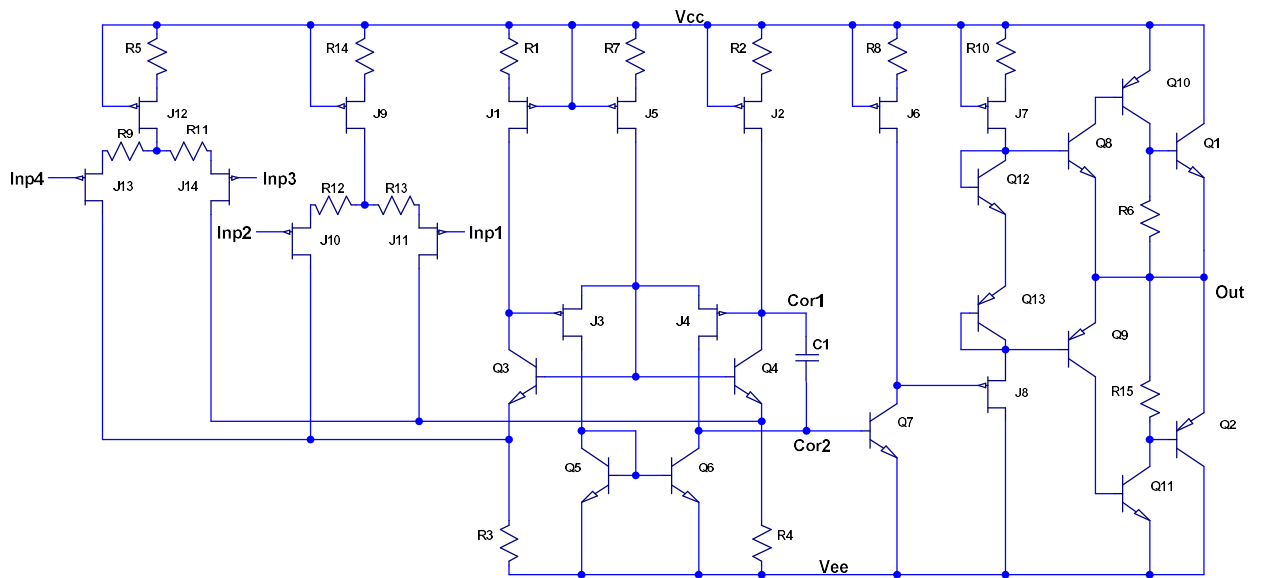


Рис. 17. Электрическая схема криогенного МОУ ОАmp3

Вторым усилительным каскадом является ДК на р-ПТП J3, J4 с нагрузкой в виде "токового зеркала" Q5, Q6, а третий усилительный каскад включает транзистор Q7 с общим эмиттером и активной нагрузкой на р-ПТП J6. Источковый повторитель J8, прямосмещенные диоды Q12, Q13, источник тока J7, эмиттерные повторители на составных транзисторах Q8, Q10, Q1 и Q9, Q11, Q2 образуют двухтактный выходной каскад.

Рабочие режимы транзисторов выбраны из условия минимизации тока потребления ($I_{R1}=I_{R2}=I_{R8}=11,8 \text{ мкА}$, $I_{R7}=23,8 \text{ мкА}$, $I_{R10}=97,0 \text{ мкА}$), а источники тока J12, R5 и J9, R14 ($I_{R5}=I_{R14}=100,9 \text{ мкА}$) - для максимального увеличения диапазона линейной работы входных ДК (рис. 18).

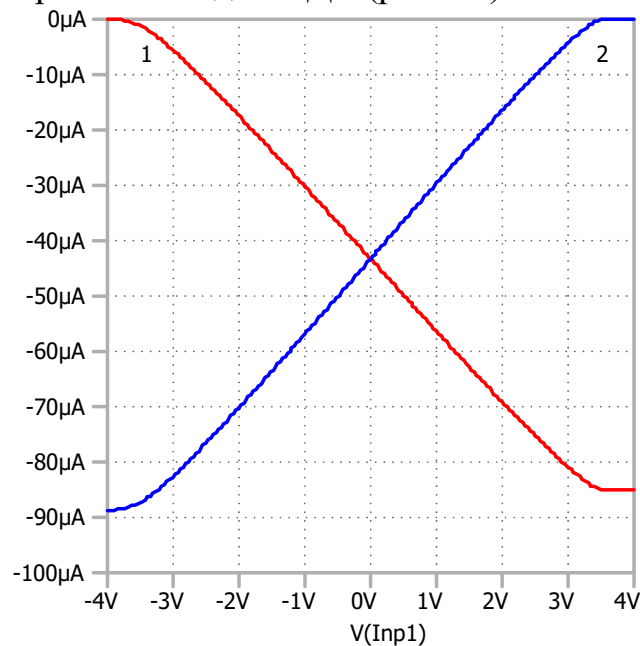


Рис. 18. Зависимость тока стока J10, J11 усилителя ОАmp3 от V(Inp1) при V(Inp2) = V(Inp3) = V(Inp4) = 0: 1 - Id(J10), 2- Id(J11)

Наибольшие проблемы при создании криогенного МОУ вызвала разработка выходного каскада, который должен иметь минимальный ток потребления и обеспечивать требуемое усиление МОУ при работе на внешнюю нагрузку, равную 2 кОм.

Уменьшить ток потребления выходного каскада возможно за счет работы составных транзисторов в режиме В. Однако при этом коллекторный ток составных транзисторов и их основные параметры зависят от сопротивления внешней нагрузки. Кроме того, появляются искажения выходного сигнала при напряжении близком к нулевому уровню. С учетом изложенного выходные составные транзисторы МОУ работают в режиме АВ, а ограничение тока потребления осуществляется резисторами R6, R15. Величина резисторов R6, R15 выбрана таким образом, чтобы сквозной ток через составные транзисторы при нулевом выходном напряжении был около 120 мкА и подключение внешнего нагрузочного резистора $R_L = 2$ кОм незначительно (на 10 %) уменьшало усиление МОУ при $T = -197$ °С и падении β транзисторов Q8, Q10, Q1, Q9, Q11, Q2 до 2. Однако работа над улучшением выходного каскада продолжается.

Функционирование МОУ при отсутствии цепей ООС поясняют результаты моделирования передаточной (рис. 19), амплитудно- и фазочастотных характеристик (рис. 20).

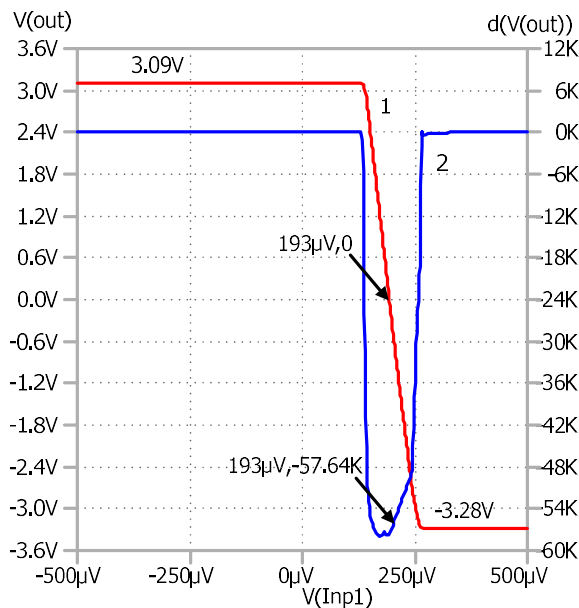


Рис. 19. Зависимость от входного напряжения $V(\text{Inp1})$ выходного напряжения $V(\text{Out})$ (кривая 1) и коэффициента усиления $d(V(\text{Out}))$ (кривая 2) усилителя OАmp3 при $V(\text{Inp2}) = V(\text{Inp3}) = V(\text{Inp4}) = 0$, $T = -197$ °С, $R_L = 2$ кОм

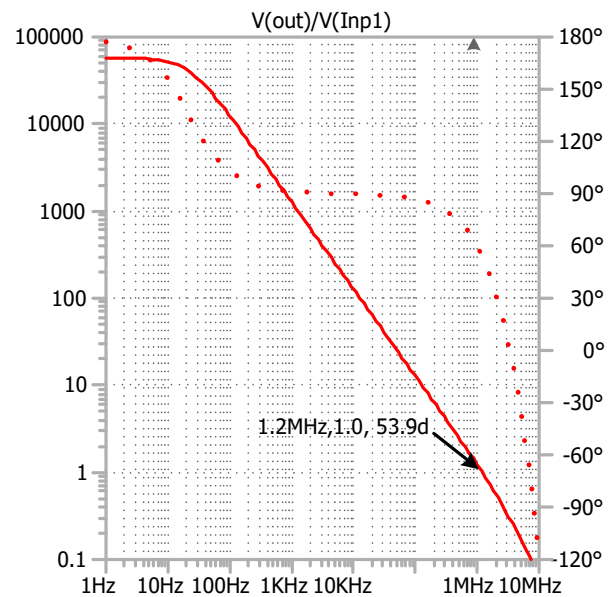


Рис. 20. Зависимость от частоты коэффициента усиления $V(\text{Out})/V(\text{Inp1})$ (сплошная кривая) и его фазы (пунктирная кривая) усилителя OАmp3 при $V(\text{Inp2}) = V(\text{Inp3}) = V(\text{Inp4}) = 0$, $T = -197$ °С, $R_L = 2$ кОм, $C_L = 70$ пФ

Таким образом, разработанный криогенный МОУ при управлении по одному входному ДК обладает усилением 57640 и напряжением смещения

нуля около 193 мкВ. Если оба входных ДК включены параллельно, т.е. $V(\text{Inp1}) = V(\text{Inp3})$, $V(\text{Inp2}) = V(\text{Inp4})$, то K_V возрастает почти в 2 раза.

Частотная коррекция МОУ осуществляется включением конденсатора с емкостью 8,58 пФ между выводами Cor1 и Cor2 на рис. 17. При этом частота единичного усиления составляет 1,2 МГц и запас фазы - 53,9°.

На рис. 21 показано условное графическое обозначение МОУ и его включение в виде ИУ.

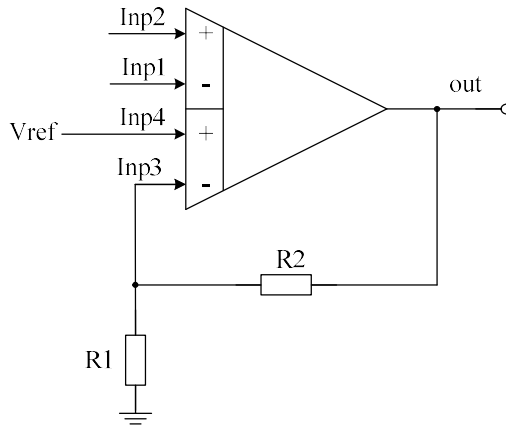


Рис. 21. Схема включения МОУ в качестве инструментального усилителя

Коэффициент усиления переменного напряжения в низкочастотной области ИУ определяется соотношением сопротивлений резисторов R_2 , R_1 , т.е. $K_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, а опорное напряжение V_{REF} на входе Inp4 устанавливает

уровень постоянного выходного напряжения $V(\text{out}) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{REF}$ при

отсутствии входного сигнала $V_{\text{INP1}} = V_{\text{INP2}} = 0$. Функционирование ИУ поясняют результаты моделирования на рис. 22.

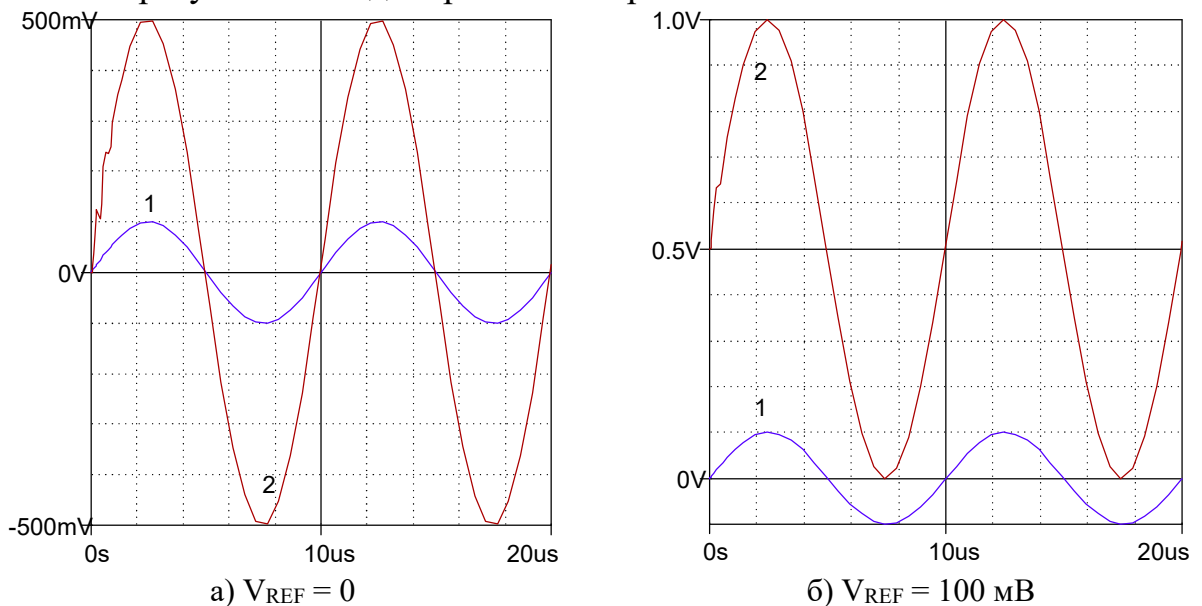


Рис. 22. Входное (кривая 1) и выходное (кривая 2) напряжение ИУ, выполненного на МОУ, при $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = 4 \text{ кОм}$

Как видно из рис. 22, при $R1 = 1 \text{ кОм}$, $R2 = 4 \text{ кОм}$ усиление ИУ, выполненного на МОУ, составляет 5, а подача $V_{REF} = 100 \text{ мВ}$ вызывает смещение выходного сигнала на 500 мВ.

Влияние проникающей радиации (ПР) на параметры компонентов БМК. Полупроводниковые пластины с экспериментальными образцами БМК были изготовлены в ОАО «Интеграл», кристаллы собраны в 48-ми выводные метало-керамические корпуса Н16.48-1ВН.

Облучение образцов гамма-квантами ^{60}Co осуществлялось на установке «Исследователь» при температуре около 300 К, электронами - на установке У003 со следующими характеристиками: номинальная энергия электронов 6 МэВ, плотность потока электронов $(2\div 8) \cdot 10^{11} \text{ эл} \cdot \text{см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$. Все образцы при воздействии ПР были с закороченными выводами.

Выбор в качестве одного из источников ПР быстрых электронов обусловлен следующими соображениями. Известно, что воздействие быстрых электронов на кремниевые биполярные транзисторы приводит, главным образом, к образованию дефектов смещения, а генерация положительного заряда в окисле незначительна. В связи с указанным, воздействие быстрых электронов целесообразно описывать величиной флюенса электронов (F_E) с указанием их энергии (E_E). Используя разработанный метод прогнозирования радиационной стойкости ИС, по результатам, полученным для быстрых электронов, можно оценить стойкость биполярных транзисторов и схем к нейтронам и протонам. Так, флюенс электронов с $E_E = 6 \text{ МэВ}$ вызовет в биполярных транзисторах такие же дефекты смещения, как флюенс нейтронов $F_N = 0,378 \cdot F_E$ с энергией $E_N = 1,5 \text{ МэВ}$.

Основные результаты измерений приведены на рис. 23-31. Зависимости для компаратора ADComp1 ниже не приведены. Качественно они подобны таким же зависимостям для ADComp3, а так как эмиттерные токи транзисторов ADComp1 больше, то он более радиационно-стойкий.

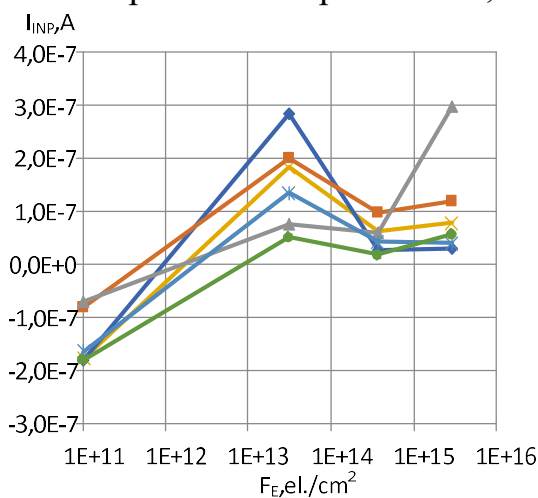


Рис. 23. Зависимость входного тока I_{INP} разных образцов OАmp2 от флюенса электронов

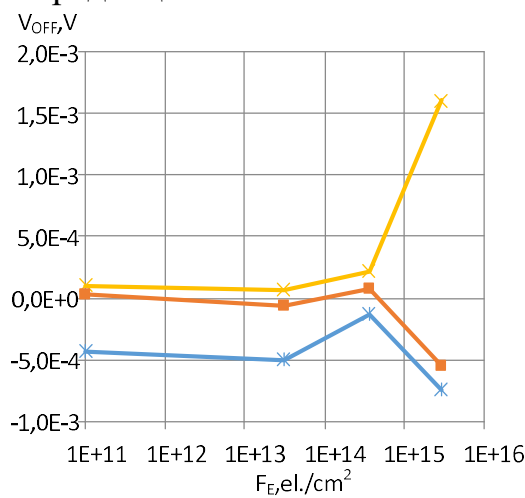


Рис. 24. Зависимость напряжения смещения нуля разных образцов OАmp2 от флюенса электронов

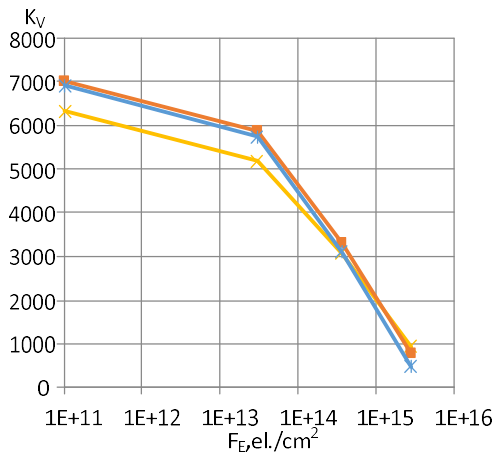


Рис. 25. Зависимость коэффициента усиления напряжения разных образцов OAmr2 от флюенса электронов

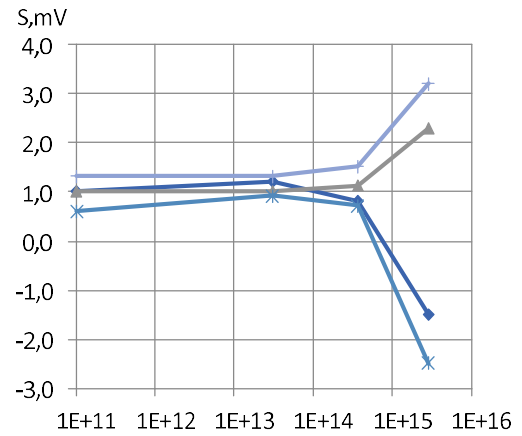


Рис. 26. Зависимость чувствительности разных образцов ADComr3 от флюенса электронов

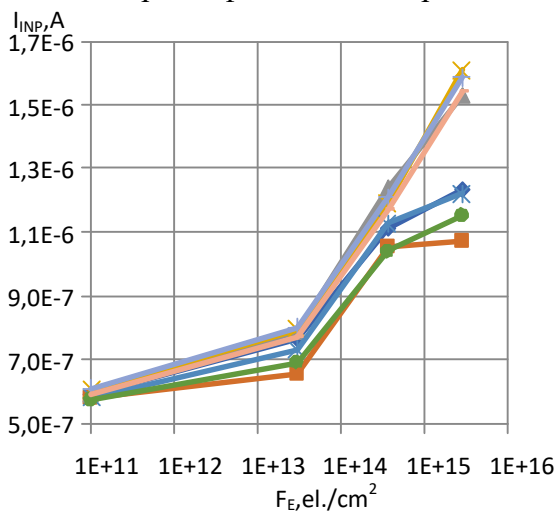


Рис. 27. Зависимость входного тока разных образцов ADComr3 от флюенса электронов

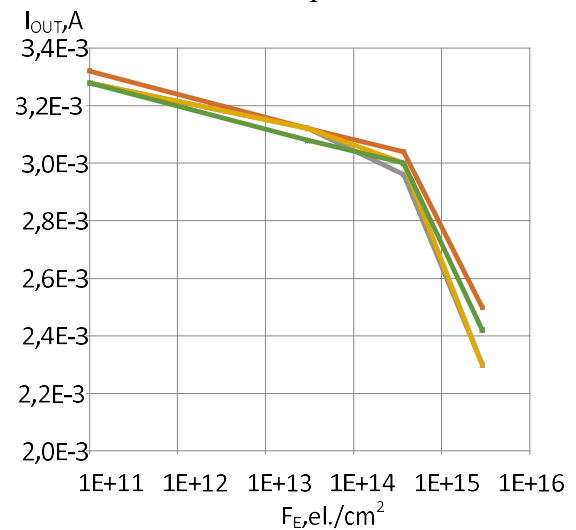


Рис. 28. Зависимость максимального выходного тока разных образцов ADComr3 от флюенса электронов

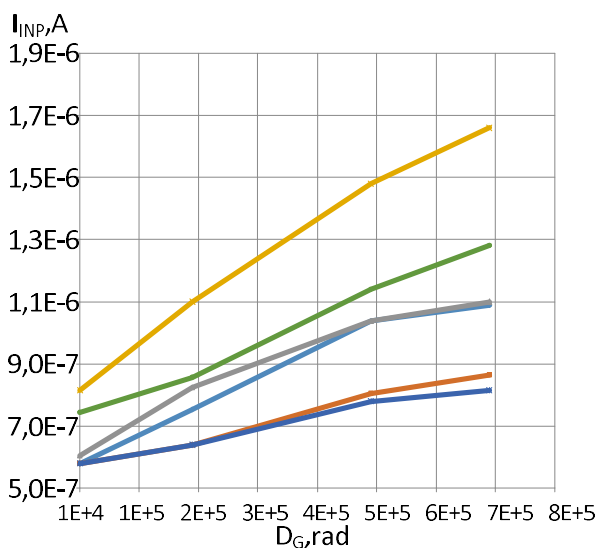


Рис. 29. Зависимость входного тока разных образцов ADComr3 от поглощенной дозы гамма-квантов

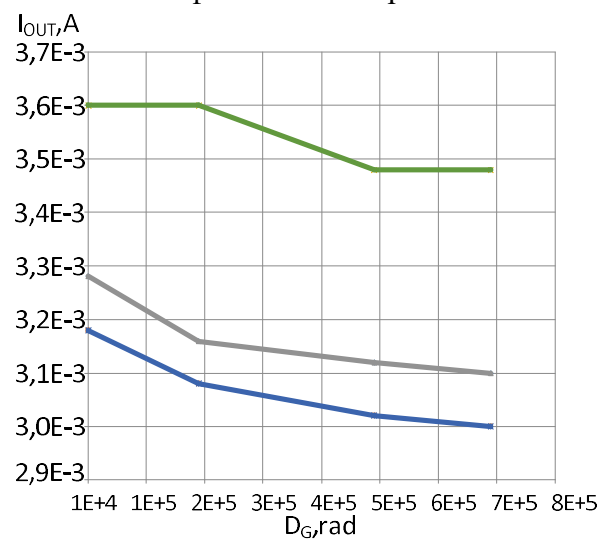


Рис. 30. Зависимость максимального выходного тока разных образцов ADComr3 от поглощенной дозы гамма-квантов

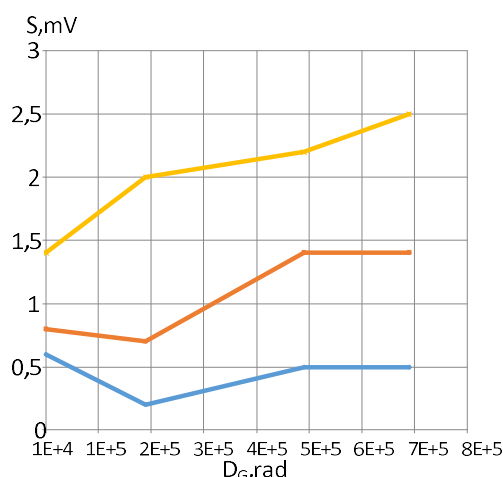


Рис. 31. Зависимость чувствительности разных образцов ADCmp3 от поглощенной дозы гамма-квантов

Анализ экспериментальных данных и рис. 23-31 позволяет сделать следующие выводы:

1) Ток потребления OАmp2 меньше, чем ОУ БСК в 1,74 раза несмотря на то, что OАmp2 содержит дополнительно второй выходной каскад и дифференциальный каскад, осуществляющий ОС по синфазному сигналу. Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания (Gain Bandwidth Product, GBP) для OАmp2 $GBP \approx 27$ МГц, что 7,4 раза меньше чем ОУ БСК ($GBP \approx 200$ МГц). В то же время необходимо заметить, что относительно высокое быстродействие ОУ БСК обусловлено тем, что он не полностью частотно компенсирован и обеспечивает работу без самовозбуждения при усилении, превышающем 10. OАmp2 является более универсальным ОУ и без применения внешних конденсаторов работает без самовозбуждения при 2-х кратном и более усилении, а его $GBP \approx 27$ МГц вполне достаточно для большинства аналоговых устройств.

2) Топология ОУ БСК разработана с учетом правил проектирования полностью заказных аналоговых ИС в части выбора конструкций и расположения на полупроводниковой подложке активных и пассивных элементов для уменьшения напряжения смещения нуля.

ОУ OАmp2 реализован на БМК. Топология макроячейки БМК имеет универсальный характер и не предназначена для минимизации напряжения смещения нуля. Однако проведенные измерения показали малое напряжение смещения нуля OАmp2 и, следовательно, высокую эффективность работы ОС по синфазному сигналу.

Так, для ОУ БСК среднее значение $V_{OFF} = -1,21$ мВ при существующем разбросе от минус 1,67 мВ до 0,21 мВ. Для ОУ OАmp2 среднее значение $V_{OFF} = 0,11$ мВ.

3) Меньшие эмиттерные токи транзисторов OАmp2 и приблизительное равенство β n-p-n и p-n-p-транзисторов в микрорежиме обеспечивают существенно меньшее среднее значение входного тока $I_{INP} = -1,125$ мкА по сравнению с ОУ БСК ($I_{INP} = 4,65$ мкА).

4) Компаратор ADComp3 имеет чувствительность в 3 раза лучше и входной ток почти в 2 раза меньше, чем компаратор БКС, хотя задержка распространения сигнала ADComp3 существенно больше.

5) ОУ OАmp2 обеспечивает удовлетворительный уровень основных статических параметров (I_{INP} , V_{OFF} , K_V) при флюенсе быстрых электронов $F_E < 3,7 \times 10^{14}$ эл./см² с энергией 6 МэВ. При $F_E > 10^{15}$ эл./см² происходит быстрый спад K_V и рост V_{OFF} . Последнее может быть вызвано уменьшением эффективности ОС по синфазному сигналу при значительном спаде β биполярных транзисторов. Радиационное изменение I_{INP} , V_{OFF} , K_V OАmp2 не хуже, чем ОУ БСК.

6) Чувствительность компаратора ADComp3 при $F_E < 3,7 \times 10^{14}$ эл./см² и $D_G < 700$ крад слабо зависит от уровня ПР.

7) Зависимость входного и выходного тока ADComp3 от F_E и D_G очень близки к соответствующим зависимостям компаратора БСК. Преимуществом ADComp3 является возможность увеличения $I_{O\text{MAX}}$ за счет изменения сопротивления внешнего резистора между выводами R_{BC} и V_{CC} . Следовательно, компаратор ADComp3 является радиационно-стойким при $F_E < 3,7 \times 10^{14}$ эл./см² и $D_G < 700$ крад.

Низкотемпературные исследования МОУ OАmp3.

Полупроводниковые пластины с экспериментальными образцами МОУ были изготовлены в ОАО «Интеграл», а кристаллы собраны в 48-ми выводные металло-керамические корпуса Н16.48-1ВН. Измеряемые образцы располагались в металлическом стакане, помещаемом в жидкий азот с помощью штанги, через которую проходили соединительные кабели для подключения к измерительным приборам. Измеренные данные поступали на персональный компьютер через интерфейс стандарта RS-232. Для контроля температуры была использована термопара типа М по ГОСТ-Р 8.585—2001 (Медь/Копель), расположенная около измеряемых образцов. Температура регистрировалась по методике «компенсации холодного спая», при которой свободный конец термопары располагался в стакане с водой и плавающим льдом. Термоэлектродвижущая сила термопары фиксировалась вольтметром В7-65 и передавалась на компьютер через интерфейс RS-232.

МОУ при измерениях был включен по схеме ИУ, как показано на рис. 32, причем для исключения самовозбуждения между выводами COR1 и COR2 был подключен внешний конденсатор с емкостью 51 пФ (SMD 0805 NP0 50V \pm 5%), а резистор R2 зашунтирован конденсатором около 2 пФ, для защиты выхода от возможного короткого замыкания последовательно с выходом МОУ был подключен резистор с сопротивлением 120 Ом.

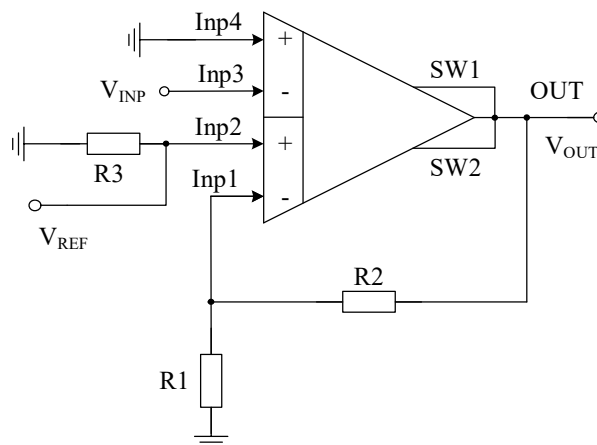


Рис. 32. Схема включения МОУ при низкотемпературных измерениях. $R1=R3=1,18$ кОм, $R2=120$ кОм

Измерения выполнялись в следующей последовательности:

1. При соединенных между собой выводах SW1, SW2, OUT (рис. 32) проверялось функционирование ИУ в режиме холостого хода, без напряжения (V_{REF}) на входе Inp2 и подаче на вход Inp3 синусоидального напряжения (V_{INP}) с частотой 100 Гц и размахом (от пика до пика) 10 мВ.

2. Подавая постоянное напряжение V_{REF0} устанавливался уровень постоянного выходного напряжения ИУ около нуля, регистрировался ток потребления I_{CC} , определялся коэффициент усиления напряжения K_V , как отношение выходного и входного синусоидального напряжения, рассчитывалось напряжение смещения нуля $V_{OFF}=V_{REF0}/K_V$.

3. Определялось минимально допустимое входное (V_{INPMIN}) и максимально допустимое выходное (V_{OUTMAX}) напряжение.

4. При изменении частоты входного сигнала измерялась амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), т.е. зависимость V_{OUT} от частоты при $V_{INP}=10$ мВ.

5. Величины K_V и V_{OUTMAX} определялись при заданном сопротивлении нагрузки R_L .

Измерения по пп. 1-5 были выполнены для 3 образцов в диапазоне температур от 25°C до минус 197°C и было установлено, что все образцы сохраняют свою работоспособность до температуры минус 150°C .

Повторно проведенные измерения при разъединенных выводах SW1, SW2, OUT выявили один образец ИУ работоспособный при минус 197°C .

Основные результаты измерений при напряжении питания ± 5 В показаны на рис. 33-37.

В результате анализа результатов измерений установлено:

1. Ток потребления ИУ в режиме холостого хода уменьшается по сравнению с нормальными условиями почти в 14,5 раз при температуре минус 150°C и в 31 раз при минус 180°C .

2. Температурное изменение напряжение смещения нуля всех образцов ИУ имеет одинаковую немонотонную зависимость и не превышает 0,9 мВ в диапазоне температур от минус 150°C до 20°C . Для образца №1,

сохраняющего работоспособность при минус 197 °С, изменение напряжения смещения в диапазоне от минус 197 °С до 20 °С составляет 1,2 мВ.

3. Изменение коэффициента усиления напряжения ИУ (менее 3 %) и максимального выходного напряжения (менее 4 %) в режиме холостого хода незначительно для всех образцов в диапазоне температур от минус 150 °С до 20 °С.

4. При замкнутых с выходом OUT выводах SW1, SW2 все образцы обеспечивают работу на нагрузку 1,1 кОм до температуры минус 120 °С и на нагрузку 2,1 кОм при температуре минус 150 °С. Размыкание выводов SW1, SW2 с выходом OUT приводит к значительному росту тока потребления в нормальных условиях (11,2 раза) и слабо улучшает нагрузочную способность МОУ.

5. Полоса пропускания ИУ при минус 197 °С меньше, чем в нормальных условиях почти в 3,5 раза

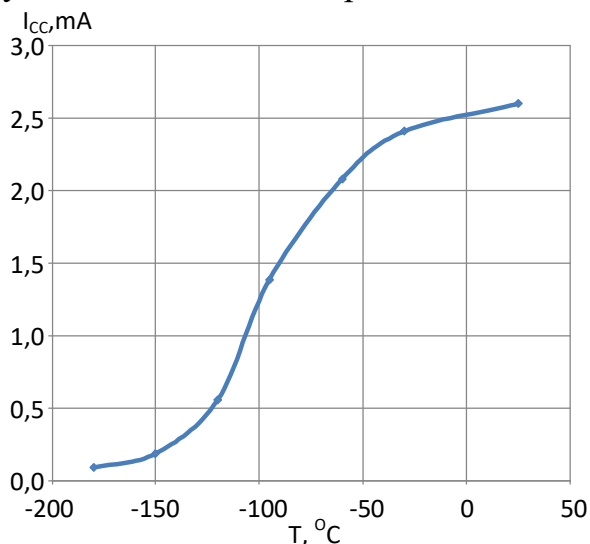


Рис. 33. Зависимость среднего значения тока потребления МОУ в режиме холостого хода от температуры

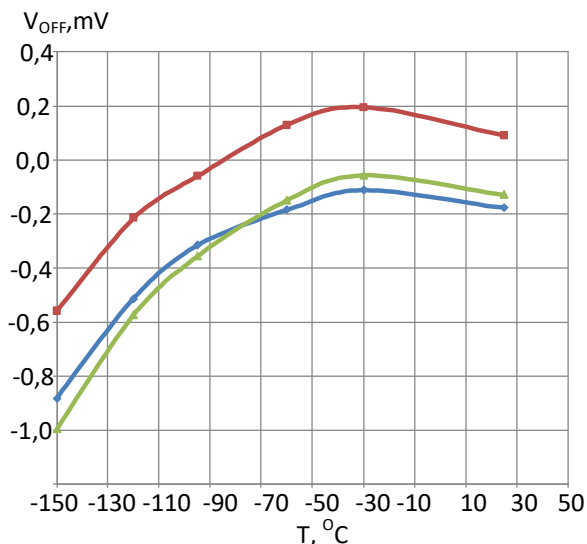


Рис. 34. Зависимость напряжения смещения нуля трех образцов МОУ от температуры

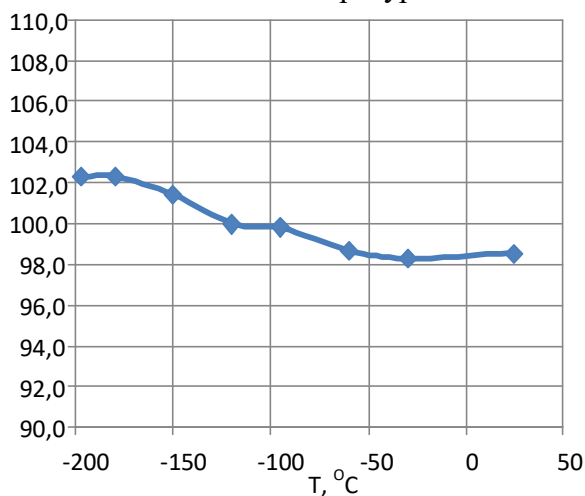


Рис. 35. Зависимость коэффициента усиления напряжения ИУ в режиме холостого хода от температуры для образца № 1

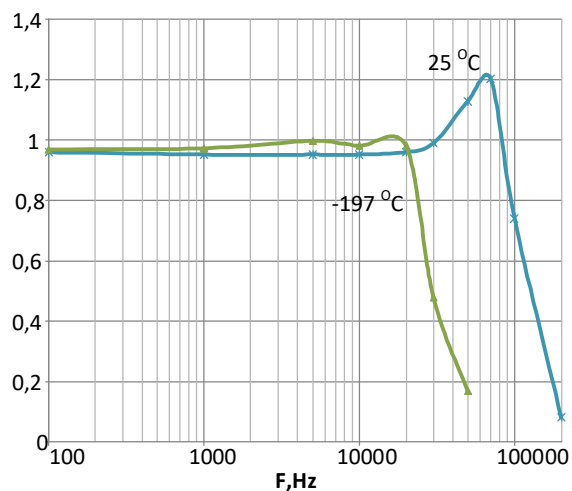


Рис. 36. АЧХ ИУ при разных температурах для образца № 1

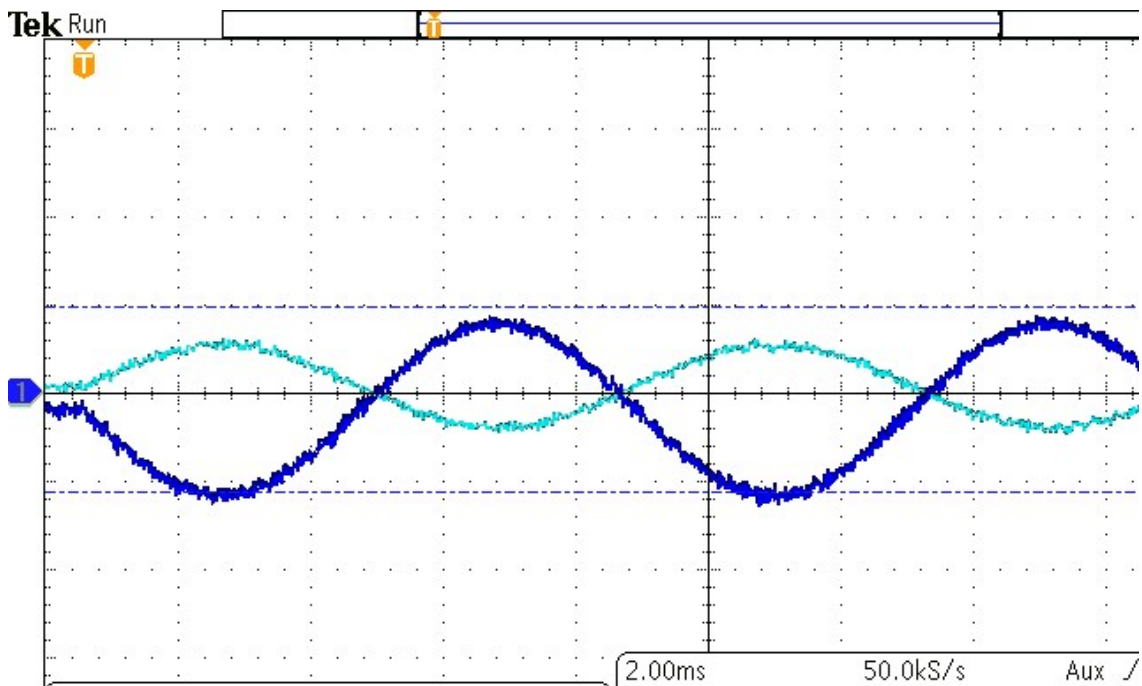


Рис. 37. Осциллограммы входного (2) и выходного (1) напряжения ИУ для образца № 1 при температуре минус 180 °С и 64-х кратном усреднении выходного сигнала

Обсуждение результатов измерений и дальнейшей модернизации МОУ. С нашей точки зрения, все особенности параметров разработанного МОУ при низких температурах, а именно: отсутствие работоспособности некоторых образцов при минус 197 °С, слабое влияние коммутации выводов SW1, SW2 на нагрузочную способность, меньшая по сравнению с нормальными условиями полоса пропускания, несмотря на теоретическое уменьшение емкостей всех обратно смещенных р-п-переходов с уменьшением температуры, - обусловлены значительным уменьшением тока потребления при низких температурах.

Как указывалось, при схемотехническом моделировании в LTSpice применялись Spice-модели транзисторов, удовлетворительно описывающие изменение ВАХ до минус 197 °С. В то же время применялась типовая модель полупроводникового резистора с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), равным 0,00196, который приводит к уменьшению сопротивления при минус 197 °С на 57,5% по сравнению с 20 °С. Однако измерения сопротивления тестового 18 кОм резистора, расположенного на кристалле БМК МН2ХА030, показали, что уменьшение сопротивления резистора происходит ориентировочно до температуры минус 60 °С, затем сопротивление начинает увеличиваться, а ниже минус 120 °С начинается резкий рост, который приводит к увеличению сопротивления в 5,4 раза при минус 197 °С по сравнению с нормальными условиями. Такая немонотонная и резкая температурная зависимость сопротивления не учитывалась при моделировании.

С нашей точки зрения, резкое увеличение сопротивления резисторов совместно с уменьшением тока стока р-JFET при низких температурах приводит к падению тока потребления и потере работоспособности образцов.

Данное утверждение подтверждает сравнение результатов измерения тока потребления МОУ с моделированием, показанное на рис. 38. При моделировании с типовым ТКС ток потребления при минус 180 °С около 490 мкА, что обеспечивает функционирование МОУ. При учете реального ТКС резисторов ток потребления при минус 180 °С составляет 180 мкА, при этом ток в некоторых цепях МОУ не превышает 2 мкА.

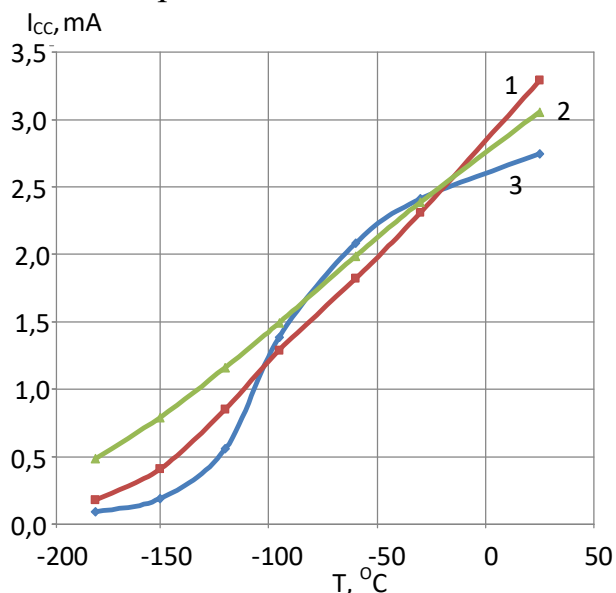


Рис. 38. Зависимость тока потребления в режиме холостого хода от температуры: 1 – моделирование с реальным ТКС; 2 – моделирование с типовым ТКС; 3 - измерения

Для уменьшения температурной зависимости тока потребления необходимо применять внешние или полупроводниковые резисторы с малым ТКС. При выборе типа резисторов необходимо учитывать ряд факторов. Применение внешних резисторов приведет к необходимости гибридного исполнения микросхемы, существенному увеличению материальных затрат на изготовление и снижению надежности микросхемы.

Чаще всего минимальные значения ТКС полупроводниковых резисторов обеспечиваются при их формировании на сильнолегированных слоях. В тоже время известные зависимости ТКС полупроводниковых резисторов от концентрации примеси приведены для температуры более минус 70 °С и их справедливость при более низких температурах не очевидна. С другой стороны, применение сильнолегированных слоев для формирования высокоомных резисторов приведет к неоправданному росту площади кристалла в заказных ИС и невозможна для БМК.

По указанным причинам нами изучена возможность применения в низкотемпературных схемах так называемых «пинч-резисторов», представляющих собой JFET с соединенными выводами затвора и истока и работающими при малом напряжении сток-исток V_{DS} в линейной области ВАХ. Конечно, «пинч-резисторы» характеризуются значительной нелинейностью ВАХ и условие $V_{DS} \ll V_{TH}$ должно выполняться во всем температурном диапазоне.

Так, на рис. 39, 40 приведены экспериментальные зависимости тока I_R , протекающего через резистор, от падения напряжения V_R на нем при температуре минус 197°C для тестового резистора с сопротивлением 18 кОм в нормальных условиях и малосигнального p-JFET с соединенными выводами затвора и истока, а также температурная зависимость V_{TH} p-JFET для БМК МН2ХА030, показывающие возможность и ограничения применения «пинч-резисторов» в низкотемпературных схемах.

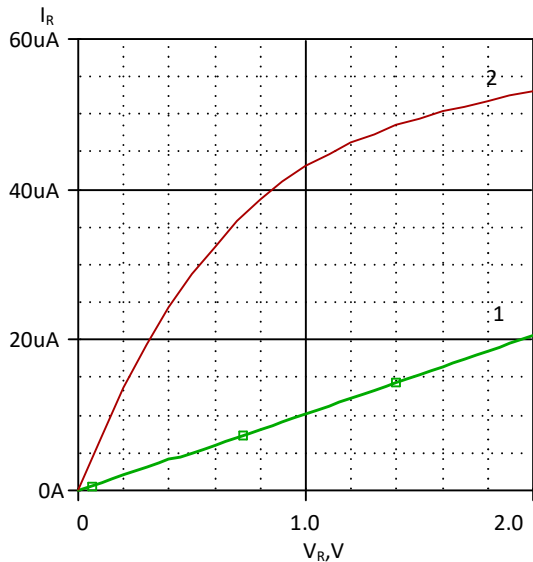


Рис. 39. ВАХ при температуре минус 197°C : 1 – резистора с сопротивлением 18 кОм в нормальных условиях; 2 – «пинч-резистора» на малосигнальном p-JFET

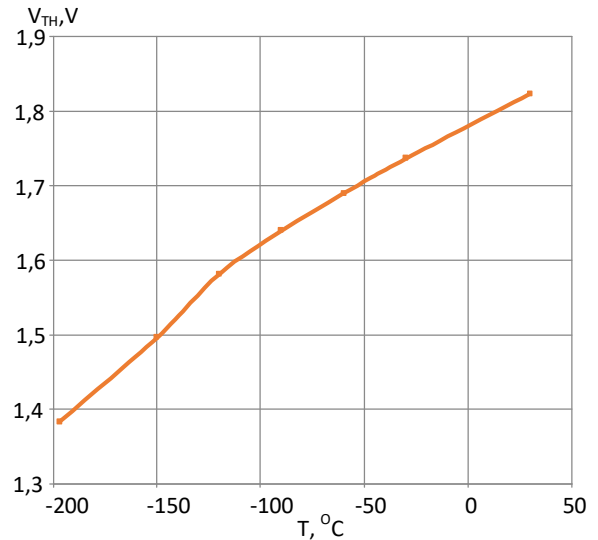


Рис. 40. Температурная зависимость напряжения отсечки p-JFET

Более наглядно особенности применения полупроводниковых и «пинч-резисторов» иллюстрируют экспериментальные данные, обработанные постпроцессором Probe и показанные на рис. 41, 42.

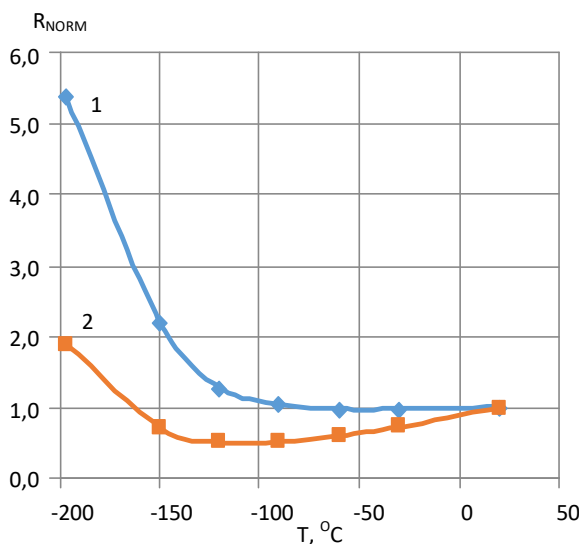


Рис. 41. Температурная зависимость сопротивления относительно его величины при 20°C : 1 – полупроводникового резистора с сопротивлением 18 кОм ; 2 – «пинч-резистора» на малосигнальном p-JFET

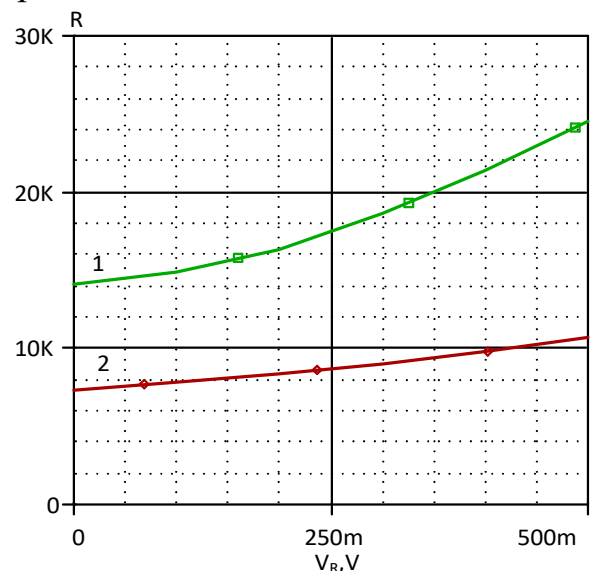


Рис. 42. Зависимость сопротивления «пинч-резистора» от падения напряжения на нем: 1 – при минус 197°C , 2 – при 20°C

Как следует из рисунков, температурное изменение сопротивления «пинч-резистора» значительно меньше, чем полупроводникового, а влияние нелинейности ВАХ на параметры МОУ можно уменьшить за счет последовательного соединения нескольких «пинч-резистора» и таким образом уменьшения падения напряжения на каждом из них.

Для оценки возможности применения «пинч-резисторов» при проектировании низкотемпературных схем все резисторы в схеме МОУ были заменены на «пинч-резисторы», причем максимальное соответствие сопротивлений в старой и новой схеме было достигнуто за счет последовательного и параллельного соединения одних и тех же малосигнальных р-JFET в «пинч-резисторе».

На рис. 43 приведены результаты моделирования тока потребления МОУ с полупроводниковыми и «пинч-резисторами».

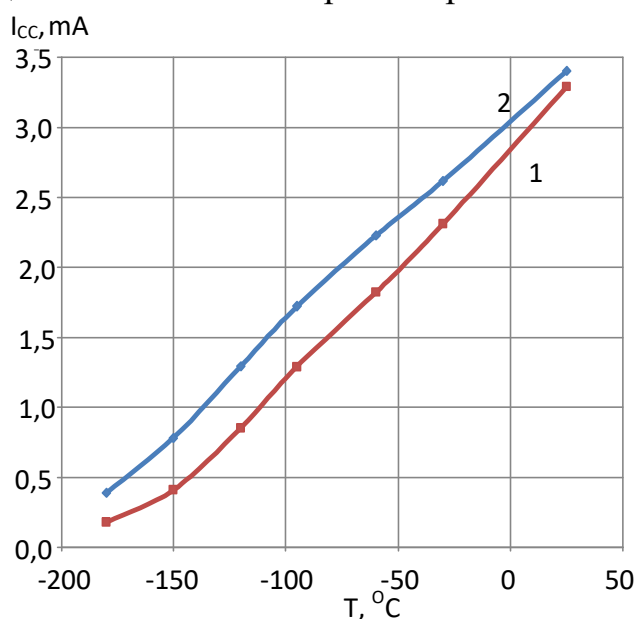


Рис. 43. Зависимость тока потребления МОУ в режиме холостого хода от температуры для различных конструкций резисторов: 1 – полупроводниковые резисторы с реальным ТКС; 2 – «пинч-резисторы»

Моделирование позволило установить, что применение «пинч-резисторов» обеспечило практически такой же ток потребления МОУ в нормальных условиях, как и при использовании полупроводниковых резисторов с реальным ТКС (различие не превышает 3,5 %), но увеличение тока потребления в 2,2 раза при температуре минус 180 $^{\circ}C$, т.е. требуемый эффект увеличения тока потребления при низких температурах.