

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ НА ОСНОВЕ БАЗОВОГО МАТРИЧНОГО КРИСТАЛЛА МН2ХА031

О.В. Дворников, В. А. Чеховский  
oleg\_dvornikov@tut.by

## *Элементы БМК МН2ХА031 двухзатворный JFET.*

В конструкциях обычных JFET используется изменение сопротивления канала за счет уменьшения толщины токопроводящей части канала при одновременном расширении областей пространственного заряда двух обратносмещенных

p-n-переходов. Для интегральных JFET из-за особенностей формирования полупроводниковых слоев с разным типом проводимости, концентрация примеси в нижнем затворе (bottom gate, BG), залегающим в объеме полупроводника, обычно намного меньше, чем в верхнем (top gate, TG), контактирующем с поверхностью. По указанной причине, крутизна верхнего затвора намного больше, чем нижнего. Другой особенностью интегральных JFET является то, что площадь p-n-перехода нижний затвор-канал больше, чем верхний затвор-канал. Кроме того, с нижним затвором соединен p-n-переход, изолирующий JFET от других элементов, расположенных на полупроводниковой подложке. Следствием рассмотренных конструктивных особенностей является большая емкость и обратный ток нижнего затвора.

Проведенные нами экспериментальные исследования показали, что статические параметры интегральных JFET, изготовленных в ОАО «ИНТЕГРАЛ», крайне незначительно изменяются при воздействии флюенса быстрых электронов до  $10^{14}$  эл./см<sup>2</sup> с энергией 6 МэВ и поглощенной дозе гамма-квантов <sup>60</sup>Со до 3 Мрад, причем основным критерием радиационной стойкости JFET для применения в аналоговых ИМС является допустимая величина обратного тока затвора.

Следовательно, для повышения радиационной стойкости и быстродействия аналоговых ИМС с JFET целесообразно применение двухзатворного JFET (double gate JFET, DG JFET) с управлением верхним затвором. Более того, при использовании DG JFET во входном каскаде ИМС возможно применение «паразитного» ВiТ, в котором коллектором является верхний затвор, базой – исток, а эмиттером – нижний затвор, для уменьшения падения напряжения на резисторах, вызванного протеканием по ним постоянного входного тока. Последнее достигается тем, что при включении «паразитного» ВiТ в прямом направлении входной ток протекает в его коллектор, а не по резисторам, соединенном с верхним затвором.

Конструкция DG JFET была разработана для применения в радиационно-стойком БМК МН2ХА031, изготовленном по технологическому маршруту ЗСВiТ ОАО «ИНТЕГРАЛ», позволяющему формировать на одной полупроводниковой подложке p-JFET (рис. 1) и комплементарные вертикальные ВiТ.

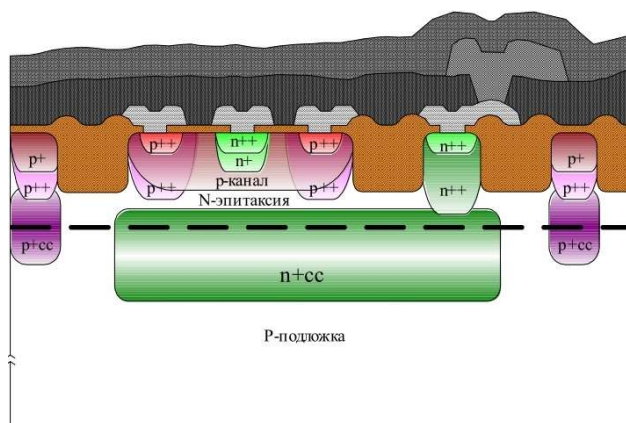


Рис. 1. Типовая структура р-JFET по технологическому маршруту ЗСВiТ ОАО «ИНТЕГРАЛ»

Особенностями разработанного DG JFET являются:

1) Минимизация емкости стока и сопротивления истока, благодаря топологии с центрально расположенным стоком, окруженным со всех сторон верхним затвором и истоком. Такую конструкцию рекомендуется применять в усилительных каскадах с общим истоком, в которых сопротивление полупроводниковой области истока уменьшает крутизну JFET и, следовательно, усиление напряжения, а емкость стока усиливается эффектом Миллера.

2) Уменьшение обратного тока верхнего затвора за счет минимизации площади р-п-перехода верхний затвор-канал и устранения областей с максимальной кривизной и, таким образом, максимальной напряженностью электрического поля.

3) Уменьшение сопротивления полупроводниковой области n+-верхнего затвора вследствие контактирования металлического межсоединения с областью верхнего затвора по всей ее протяженности.

4) Формирование межсоединений с шириной (4,5 мкм) и зазором (1,5 мкм) соответствующими сетке, принятой на БМК. Окна всех элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов, изолирующих карманов) на БМК расположены таким образом, что любой металлический проводник, шириной 4,5 мкм, либо покрывает окно с требуемым перекрытием, либо будет расположен от ближайшего проводника с требуемым зазором в 1,5 мкм.

5) Глубина залегания (толщина) полупроводниковых областей (р-канал, n-эпитаксиальный слой, n+-скрытый слой) выбрана таким образом, чтобы при увеличении напряжения на обратном смещенном р-п-переходе нижний затвор-канал область пространственного заряда этого перехода вначале распространялась преимущественно в эпитаксиальный слой, а затем, дойдя до n+-скрытого слоя, начинала распространяться в р-канал. Таким способом в разработанной конструкции уменьшается напряжение отсечки нижнего затвора. Последнее свойство очень важно для аналоговых ИМС с малым напряжением питания.

Для изготовленных образцов DG JFET была изучена передаточная вольтамперная характеристика (ВАХ), т.е. зависимость тока стока  $I_D$  от

напряжения затвор-исток  $V_{GS}$  при различном напряжении нижний затвор-исток  $V_{BGS}$  или верхний затвор-исток  $V_{TGS}$  (рис. 2, 3), а также зависимость отношения крутизны  $g_M$  к  $I_D$  от тока стока или напряжения затвор-исток.

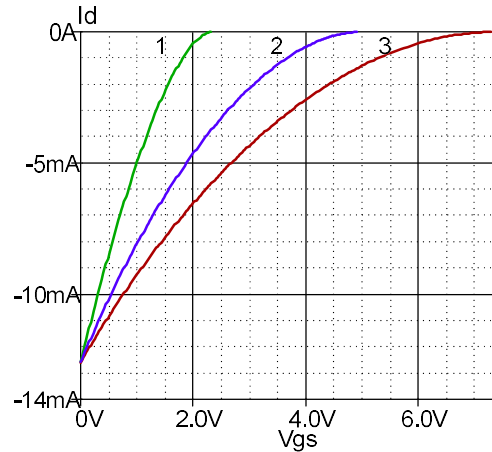


Рис. 2. Передаточная ВАХ DG JFET: 1- с соединенными затворами, 2- управление верхним затвором и  $V_{BGS}=0$ , 3- управление нижним затвором и  $V_{TGS}=0$

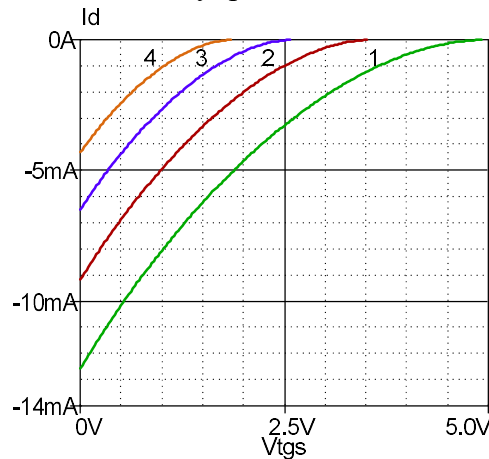


Рис. 3. Передаточная ВАХ DG JFET при управлении верхним затвором: 1-  $V_{BGS}=0$ , 2-  $V_{BGS}=1$  В, 3-  $V_{BGS}=2$  В, 4-  $V_{BGS}=3$  В

Как следует из результатов измерений максимальная крутизна и напряжение отсечки  $V_{TH}$  верхнего затвора составляют 5,58 мА/В и 5,1 В, а нижнего - 3,72 мА/В и 7,5 В. Обратный ток верхнего и нижнего затворов близки по величине и не превышают  $5 \cdot 10^{-12}$  А, однако площадь верхнего затвора почти в 8,3 раза меньше, чем нижнего. Можно предложить, что измеренные значения обратного тока определяются возможностями применяемого измерительного прибора ИППП-1 и, в большей степени, сопротивлением изоляции металлокерамических корпусов Н16.48-1ВН, в которые были собраны образцы DG JFET.

Полученные экспериментальные зависимости  $g_M / I_D = f(I_D)$  и  $g_M / I_D = f(V_{GS})$  позволяют сформулировать следующие рекомендации:

- наилучшим режимом работы JFET, обеспечивающим максимальное усиление напряжения при минимальном токе потребления за счет большой величины  $g_M / I_D$ , является режим работы при напряжении затвор-исток вблизи напряжения отсечки,

- реализация указанного режима дополнительно обеспечивает температурную стабильность рабочей точки, достигаемую обычно при  $|V_{GS}|=|V_{TH}|-0,66$  В, но уменьшает допустимый диапазон рабочего напряжения ИМС за счет относительно большого падения напряжения на обратносмещенном переходе затвор-исток,

- наиболее целесообразно применение DG JFET при постоянном обратном напряжении на нижнем затворе, что одновременно обеспечивает высокое отношение  $g_M/I_D$  и большой допустимый диапазон рабочего напряжения.

На основе результатов измерений создана электрическая модель (рис. 4) DG JFET, удовлетворительно описывающая его ВАХ. Кроме выводов истока S, стока D, верхнего Tg и нижнего Bg затворов на рис. 4 изображен вывод Sub подложки p-типа, который должен быть соединен с самым низким напряжением схемы.

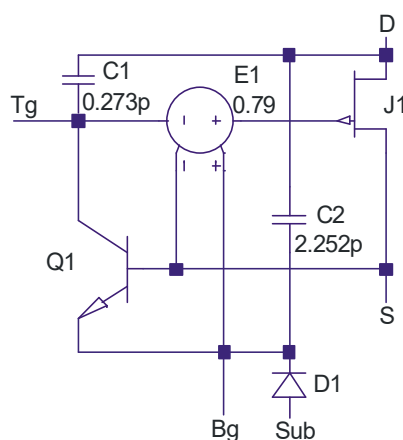


Рис. 4. Эквивалентная электрическая схема DG JFET в LTSpice

### ***Элементы БМК МН2ХА031: высокоомные полупроводниковые резисторы.***

Интегральные резисторы обычно применяют для установки рабочей точки транзисторов ИМС, поэтому температурные коэффициенты сопротивлений обязательно учитываются при схемотехническом проектировании.

Исследования температурных зависимостей сопротивлений разных полупроводниковых областей были выполнены ранее для типового диапазона температур эксплуатации ИМС, примерно от минус 60 °С до +125 °С.

В последнее время появились исследования резисторов, сформированных на различных полупроводниковых материалах, и сопротивлений каналов полевых транзисторов при криогенных температурах.

Выполненные нами криогенные измерения ВАХ элементной базы ИМС, изготовленных по техмаршруту ЗСВіТ, показали значительное увеличение сопротивления полупроводниковых резисторов p-типа проводимости при температуре минус 197 °С, приводящее к резкому уменьшению тока потребления и ухудшению параметров микросхем.

В сложившейся ситуации, одной из задач проводимых работ стала разработка конструкции высокоомного резистора для работы при температуре

менее минус 100 °С без значительного изменения технологического маршрута изготовления кремниевых ИМС.

На основе выполненных экспериментальных исследований (рис. 5) в качестве высокоомных резисторов нами предложено использование «пинч-резисторов» (pinch resistors), т.е. JFET с соединенными выводами затвора и истока, работающие в линейной области ВАХ при напряжении на резисторе значительно меньшем напряжения отсечки JFET.

Так, на рис. 5 показаны зависимости нормированного сопротивления (отношения сопротивления резистора при текущей температуре к его значению при 20 °С) от температуры для различных интегральных резисторов: 1 - полупроводникового резистора р-типа проводимости техмаршрута 3СВiТ; 3 - «пинч-резистора» на р-JFET техмаршрута 3СВiТ; 2, 4 - «пинч-резисторов» соответственно на р-JFET и n-JFET разных техмаршрутов изготовления биполярно-полевых микросхем ОАО «ИНТЕГРАЛ». Изменение сопротивления «пинч-резисторов» в диапазоне температур от минус 197 °С до 20 °С примерно в 3 раза меньше, чем полупроводникового резисторов. Заметим, что при использовании «пинч-резисторов» необходимо учитывать наличие нелинейности их ВАХ (рис. 6), особенно значительной при низких температурах из-за уменьшения напряжения отсечки JFET.

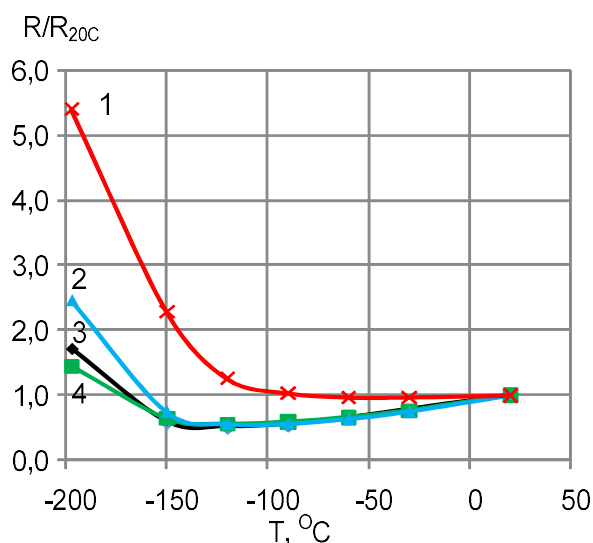


Рис. 5. Зависимость нормированного сопротивления интегральных резисторов от температуры

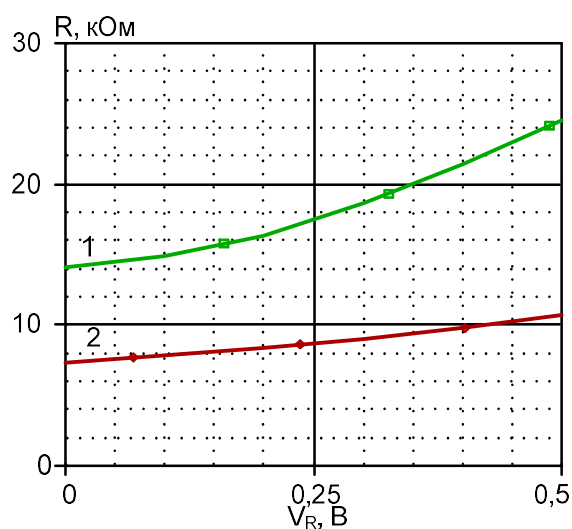


Рис. 6. Зависимость сопротивления «пинч-резистора» техмаршрута 3СВiТ от падения напряжения на нем: 1 – при минус 197 °С, 2 – при 20 °С

Нелинейность ВАХ «пинч-резисторов» может быть уменьшена благодаря последовательному соединению нескольких резисторов и уменьшению, таким образом, падения напряжения на каждом из них.

При схемотехническом моделировании для адекватного описания ВАХ «пинч-резистора» вполне достаточно применение модели Шихмана-Ходжеса с предложенной методикой учета низких температур.

### **Модернизированный базовый матричный кристалл МН2ХА031.**

Результаты выполненных работ использованы в конструкции и библиотеке Spice-параметров модернизированного БМК МН2ХА031, отличие которого от исходного заключается в следующем:

- малошумящие р-JFET заменены на пару DG JFET, расположение которых на топологии позволяет их использовать как входные транзисторы дифференциальных каскадов (ДК) с соединенными или отдельными затворами, либо в качестве одного р-JFET с увеличенной крутизной,
- размещение на топологии многоэмиттерных n-p-n- и p-n-p-транзисторов выполнено способом, упрощающим их применение в ДК с малошумящими ВiТ,
- окна всех элементов БМК соответствуют сетке межсоединений шириной 4,5 мкм и зазором в 1,5 мкм,
- топология р-JFET откорректирована для упрощения реализации «пинч-резисторов»,
- для увеличения радиационной стойкости вертикальный p-n-p-транзистор выполнен в отдельном изолированном кармане n-типа проводимости, соединенном с эмиттером.

Одним из главных преимуществ модернизированного БМК является апробированная библиотека Spice- параметров интегральных элементов, включающая идентифицированные параметры DG JFET для предложенной модели, что допускает применение DG JFET при синтезе и схемотехническом моделировании аналоговых ИМС. Кроме того, модели всех активных элементов удовлетворительно описывают изменение ВАХ в диапазоне температур до минус 197 °С, при воздействии гамма-квантов с поглощенной дозой до 3 Мрад, флюенса нейтронов до  $10^{15}$  н./см<sup>2</sup>. При моделировании не учитывается только радиационное изменение тока затвора р-JFET. Результаты моделирования основных зависимостей для ВiТ, отражающие влияние внешних воздействий, показаны на рис. 7-9.

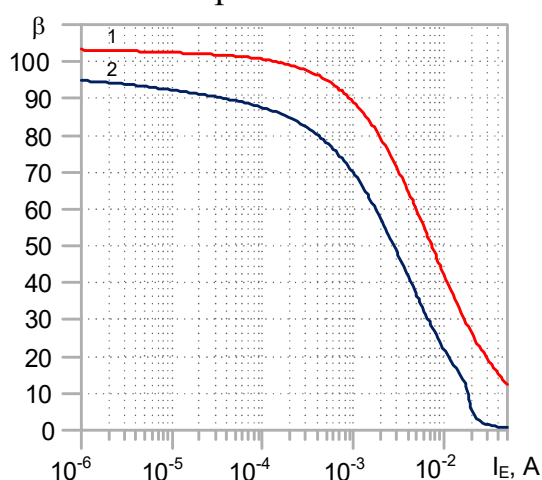


Рис. 7. Зависимость коэффициента усиления базового тока  $\beta$  транзисторов МН2ХА031 от эмиттерного тока при температуре 20 °С: 1 — n-p-n; 2 — p-n-p

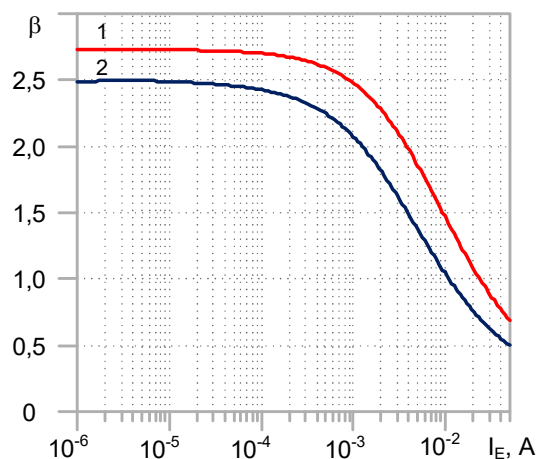


Рис. 8. Зависимость коэффициента усиления базового тока транзисторов МН2ХА031 от эмиттерного тока при температуре минус 197 °С: 1 — n-p-n; 2 — p-n-p

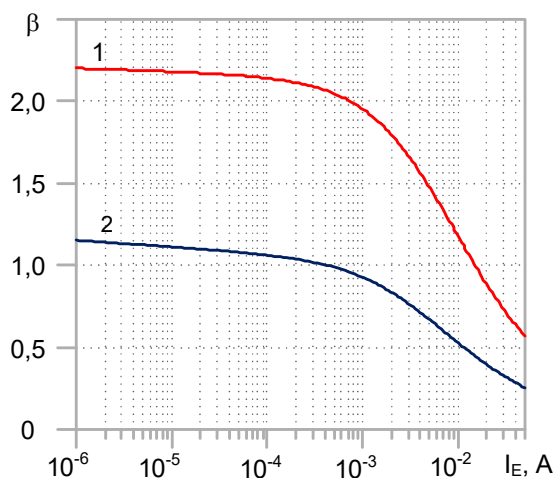


Рис. 9. Зависимость коэффициента усиления базового тока транзисторов МН2ХА031 от эмиттерного тока при температуре 20 °С и потоке нейтронов  $F_N=10^{15}$  н./см<sup>2</sup>: 1 — n-p-n; 2 — p-n-p

### ***Операционный усилитель со встроенной обратной связью по синфазному сигналу.***

В операционном усилителе (ОУ) ОАmp2, схема которого показана на рис. 10, а упрощенная топология межсоединений - на рис. 11, в отличие от исходной схемы ОАmp1 реализована обратная связь (ОС) по синфазному сигналу за счет введения дополнительного ДК на транзисторах Q29-Q34, сравнивающего сигнал с выхода резистивного делителя, включенного между парафазными выходами ОУ, и выводом FB. Все узлы на рис. 10 с одинаковым наименованием ( $V_{cc}$ ,  $V_{ee}$ , N1, N2, P1, P2) соединены между собой. В узлы Biasn, Biasp поступает напряжение от не показанного на рис. 10 блока смещения. Если напряжение в узле FB отличается от напряжения на базах Q31, Q34, то коллекторные токи Q29, Q30, Q32, Q33 изменяются и изменяют напряжение на коллекторах Q3, Q4, выходах Out1, Out2 до тех пор, пока напряжение в узле FB не станет равным выходному напряжению резистивного делителя R20, R21.

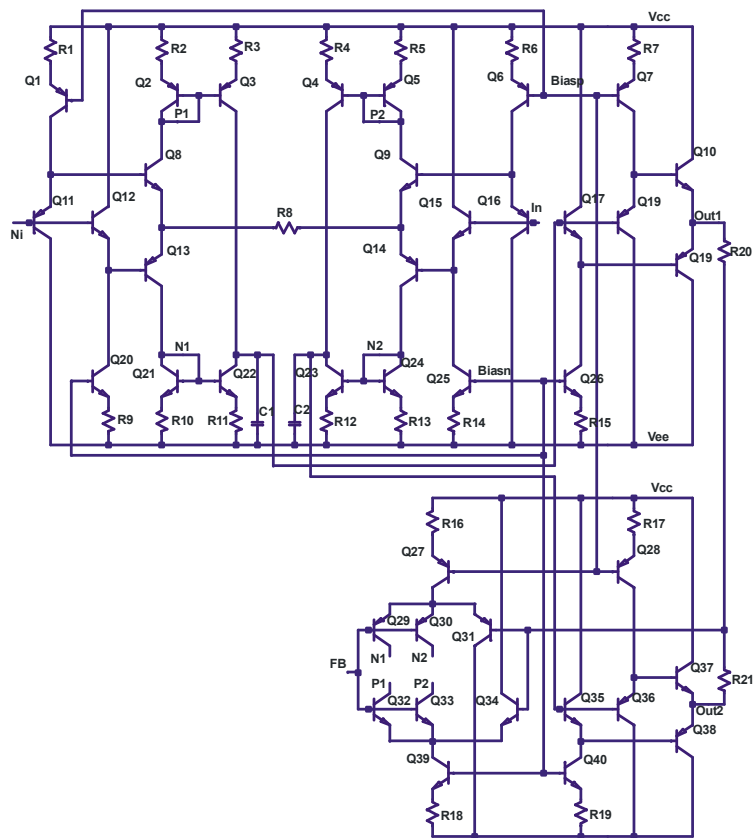


Рис. 10. Упрощенная электрическая схема ОУ ОАmp2

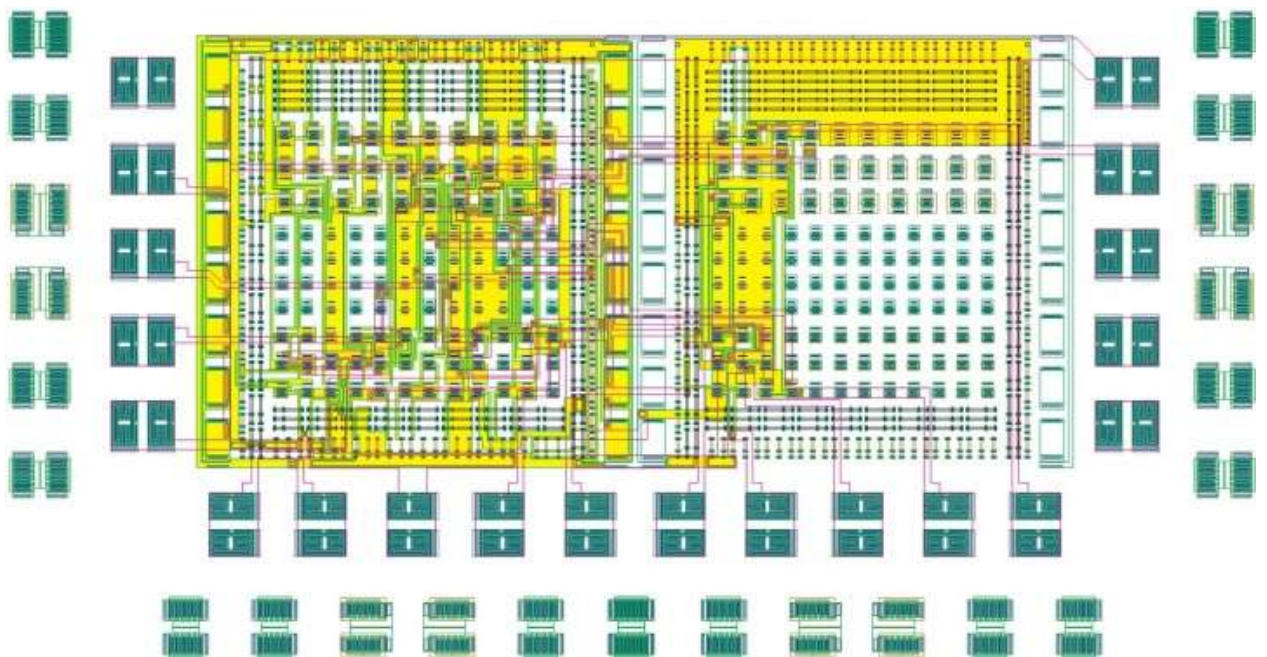


Рис. 11. Упрощенная топология межсоединений ОАmp2 на БМК МН2ХА031

Действие ОС по синфазному сигналу приводит к уменьшению напряжения смещения нуля  $V_{OFF}$ , вызванному технологическим разбросом параметров интегральных элементов и/или внешними воздействиями. Измерения экспериментальных образцов показали, что  $V_{OFF}$  усилителя ОАmp2 почти в 10 раз меньше, чем подобного ОУ без ОС по синфазному сигналу.



Более того, малое значение  $V_{OFF}$  сохраняется при воздействии флюенса быстрых электронов до  $3,7 \times 10^{14}$  эл./см<sup>2</sup> с энергией 6 МэВ и начинает увеличиваться только при больших флюенсах быстрых электронов из-за существенного падения  $\beta$  биполярных транзисторов.

Встроенная ОС по синфазному сигналу позволяет также без применения дополнительных интегральных элементов реализовать новую, необходимую в аналоговых интерфейсах датчиков функцию – сдвиг постоянного уровня выходного напряжения ОУ.

Дополнительными преимуществами ОАmp2 являются малый температурный дрейф напряжения смещения нуля  $\Delta V_{OFF}/\Delta T \approx 4,4$  мкВ/<sup>0</sup>С (в диапазоне температур от минус 60 °С до 125 °С) и встроенная частотная коррекция, обеспечивающая при частоте единичного усиления в 60 МГц запас фазы 38 градусов. Заметим, что при разомкнутой цепи ОС  $K_V > 70$  дБ.

### ***Мультидифференциальный Операционный усилитель.***

Для применения в космической аппаратуре на элементах БМК МН2ХА030 был разработан мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ) ОАmp3, измерения которого выявили потерю работоспособности при температурах менее минус 150 °С, вызванную значительным увеличением сопротивления полупроводниковых резисторов.

В разработанном на БМК МН2ХА031 модернизированном МОУ ОАmp8, показанном на рис. 12, 13, для обеспечения работоспособности при температуре минус 197 °С высокоомные полупроводниковые резисторы заменены на «пинч-резисторы».

МОУ ОАmp8, как и исходный ОАmp3, состоит из трех усилительных каскадов.

В первом каскаде, выполненном по схеме перегнутого каскода на транзисторах с общей базой (ОБ) Q1, Q2, нагрузкой которых являются «пинч-резисторы» J7, J9, применяется суммирование токов стока двух входных ДК J2, J3 и J5, J6 на резисторах J12, J13. Вторым усилительным каскадом является ДК на J10, J11 с нагрузкой в виде «токового зеркала» Q3, Q4. Третий усилительный каскад образует транзистор с общим эмиттером Q5 с нагрузкой J14. Истоковый повторитель J16 с источником тока J15 и транзисторами Q6–Q11 представляет собой двухтактный выходной каскад.

Схемотехническое моделирование основных параметров ОАmp8 проводилось в программном обеспечении LTSpice для моделей интегральных элементов БМК МН2ХА031, достаточно адекватно описывающих температурные и радиационные изменения ВАХ (см. рис. 7-9).

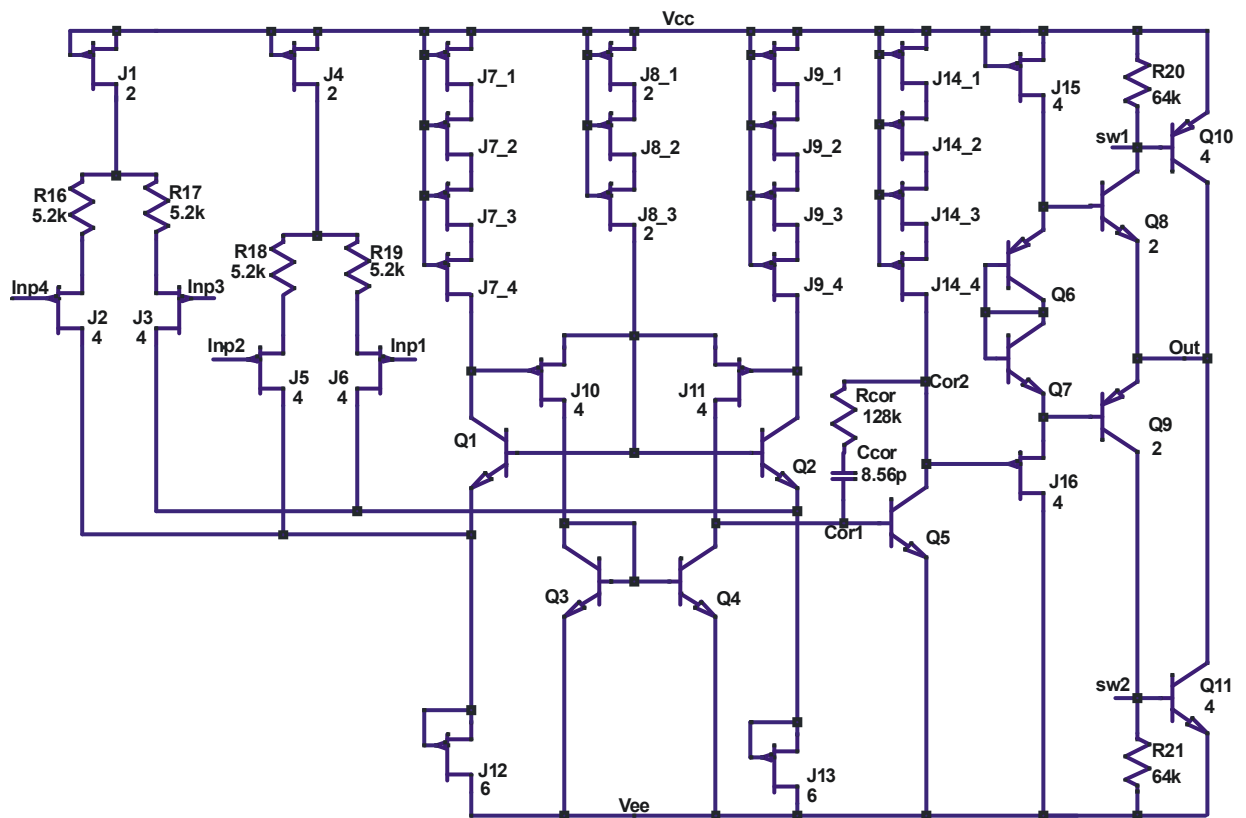


Рис. 12. Электрическая схема ОУ ОАmp8

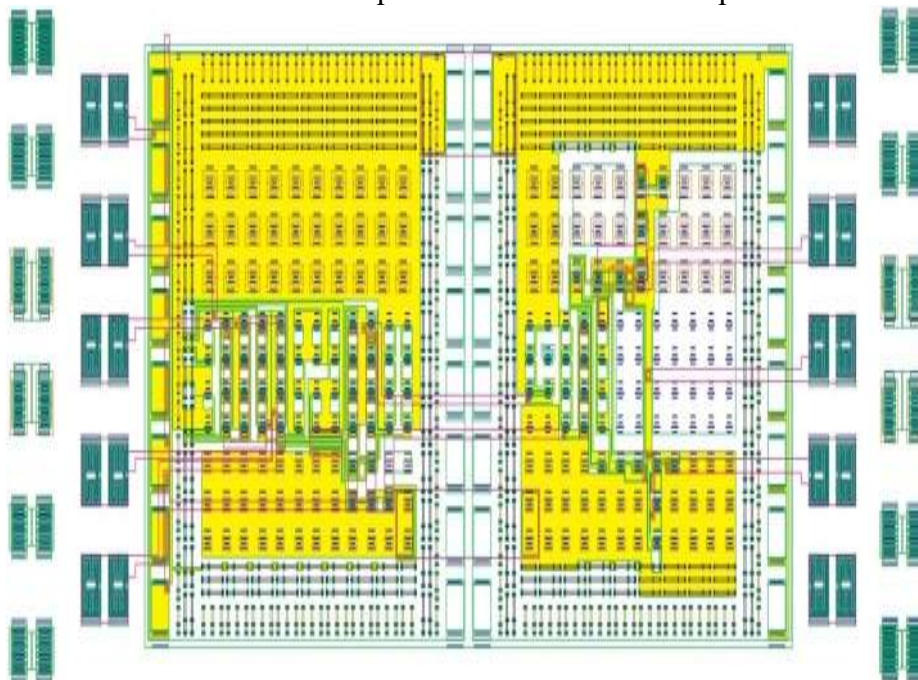


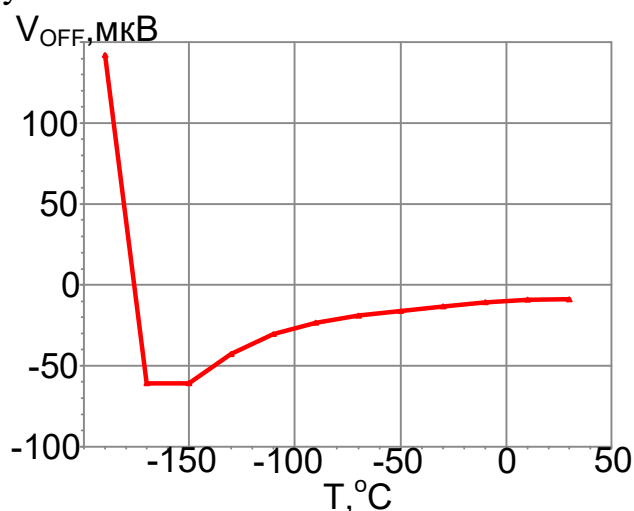
Рис. 13. Упрощенная топология межсоединений ОАmp8 на БМК МН2ХА031

Моделирование позволило установить:

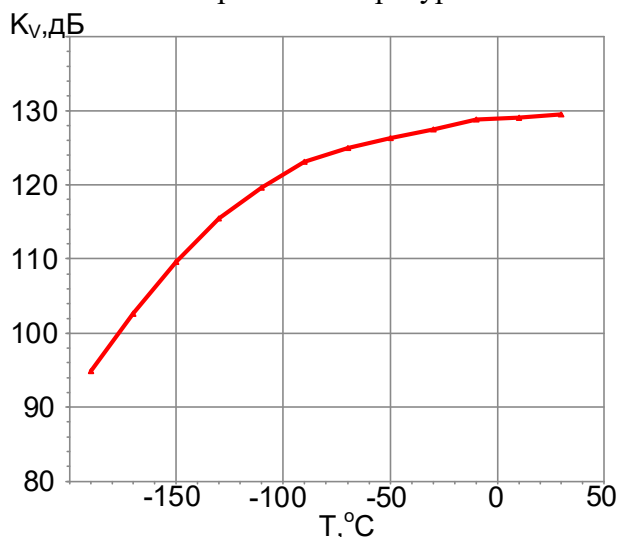
- применение «пинч-резисторов» привело к уменьшению тока потребления  $I_{CC}$  в 2,16 раза при температуре минус  $197^{\circ}\text{C}$  по сравнению с  $20^{\circ}\text{C}$ , хотя для исходного МОУ (ОАmp3) в указанном диапазоне температур изменение  $I_{CC}$  составляло 31 раз,
- температурное изменение  $I_{CC}$  качественно совпадает с изменением максимального тока стока JFET, который возрастает по абсолютной

величине при уменьшении температуры до минус 90 °С ... минус 110 °С, а затем резко уменьшается,

- полученное температурное изменение напряжения смещения нуля  $V_{OFF}$  (рис. 14) и коэффициента усиления напряжения без цепи обратной связи  $K_V$  (рис. 15) допустимо для большинства применений МОУ в аналоговых схемах,
- при воздействии флюенса нейтронов  $10^{15}$  н./см<sup>2</sup>  $I_{CC}$  уменьшается до 366 мкА по сравнению с 1,44 мА в нормальных условиях, но  $K_V$  в режиме холостого хода превышает 110 дБ, что обусловлено предельно малым радиационным изменением ВАХ р-JFET, в то время как радиационное падение  $\beta$  биполярных транзисторов сказывается, в основном, на ухудшении нагрузочной способности.



- Рис. 14. Зависимость систематической составляющей напряжения смещения нуля OAmr8 от температуры



- Рис. 15. Зависимость коэффициента усиления напряжения OAmr8 от температуры

### ***Зарядочувствительный усилитель с входным двухзатворным JFET.***

Наиболее целесообразно применение DG JFET БМК МН2ХА031 в тех аналоговых ИМС, основные параметры которых сильно зависят от величины входной емкости и/или входного тока. Примером такой схемы может служить

зарядочувствительный усилитель (ЗЧУ), оценку основных параметров которого можно осуществить с помощью выражений:

$$\tau_R = (C_D + C_{STR} + C_{INP}) \frac{C_\Sigma}{C_F g_M}, \quad (1)$$

$$ENC_S^2 = N(C_D + C_{STR} + C_{INP} + C_F)^2 \frac{1}{g_M}, \quad (2)$$

где  $\tau_R$  – длительность фронта нарастания выходного сигнала;  $ENC_S$  – последовательная составляющая эквивалентного шумового заряда;  $C_D$ ,  $C_{STR}$  – внутренняя емкость датчика (источника входного сигнала) и паразитная емкость, соединенные с входом ЗЧУ;  $C_{INP}$  – входная емкость ЗЧУ;  $C_\Sigma$  – суммарная емкость всех параллельных цепей, соединенных с высокоимпедансным узлом ЗЧУ в виде перегнутого каскода;  $C_F$  – емкость в цепи ОС;  $g_M$  – крутизна входного транзистора ЗЧУ;  $N$  – переменная, зависящая от температуры и параметров полосового фильтра, соединенного с выходом ЗЧУ.

Как следует из (1), (2) в качестве входного транзистора ЗЧУ целесообразно применять JFET с высоким отношением  $g_M/C_{INP}$ , которое достигается в DG JFET.

Схемотехническое моделирование выполнялось в LTSpice для ЗЧУ в виде перегнутого каскода, показанного на рис. 16, 17. Отличие схемы рис. 17 от ранее рассмотренных заключается в замене входного обычного p-JFET на двухзатворный с возможностью соединения нижнего затвора BG с входом Inp или с источником постоянного напряжения  $V_{BGS}$ .

При моделировании напряжение источников питания составляло  $\pm 5$  В, температура – 20 °С, ток стока J2 – 5,78 мА. Транзистор J2 состоял из 19-ти параллельно соединенных DG JFET. При указанных условиях крутизна J2 с соединенными затворами на 50,8% больше, чем при управлении верхним затвором и  $V_{BGS}=2$  В, однако суммарная емкость, подключенная к затвору при соединенных затворах, в 18,5 раз больше, чем при управлении одним верхним затвором. Как следует из результатов моделирования, приведенных на рис. 18, 19, управление верхним затвором привело к уменьшению уровня шумов ЗЧУ в 2,15 раза и увеличению быстродействия в 9,47 раз при малой емкости датчика ( $C_D=1$  пФ), хотя при  $C_D>300$  пФ предпочтительнее применять DG JFET с соединенными затворами. Ранее отмечалось, что одним из преимуществ DG JFET является возможность применения «паразитного» ВiТ для уменьшения падения напряжения на резисторах, вызванного протеканием по ним постоянного входного тока. К сожалению, эта функция допустима только для одного направления входного тока. Так, при применении в качестве входного транзистора двухзатворного p-JFET возможна компенсация влияния постоянного тока  $I_{INPDC}$  только втекающего в вывод Inp.

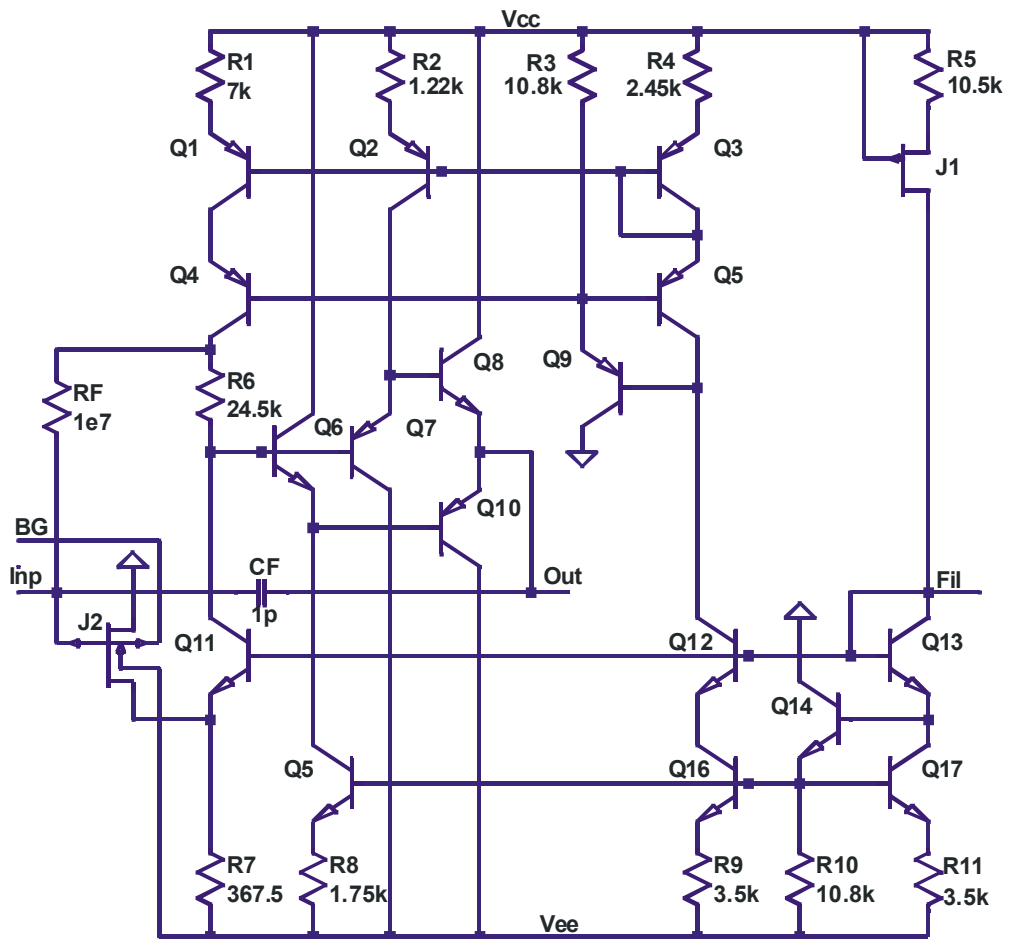


Рис. 16. Электрическая схема ЗЧУ с двухзатворным р-JFET на основе БМК МН2ХА031

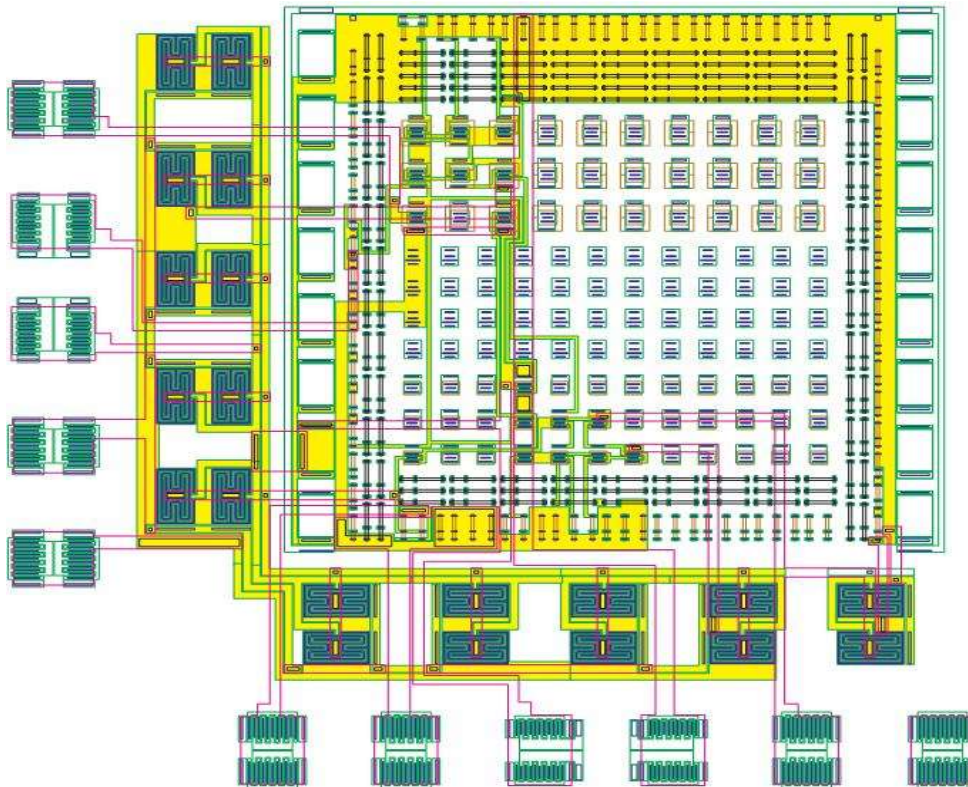


Рис. 17. Упрощенная топология межсоединений ЗЧУ (рис.16) на БМК МН2ХА031

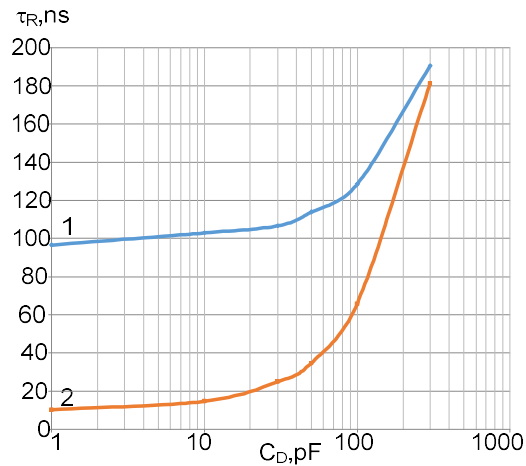


Рис. 18. Зависимость длительности фронта нарастания  $\tau_R$  от емкости датчика  $C_D$  при разном включении DG JFET: 1- затворы соединены, 2- управление верхним затвором и  $V_{BGS}=2$  В

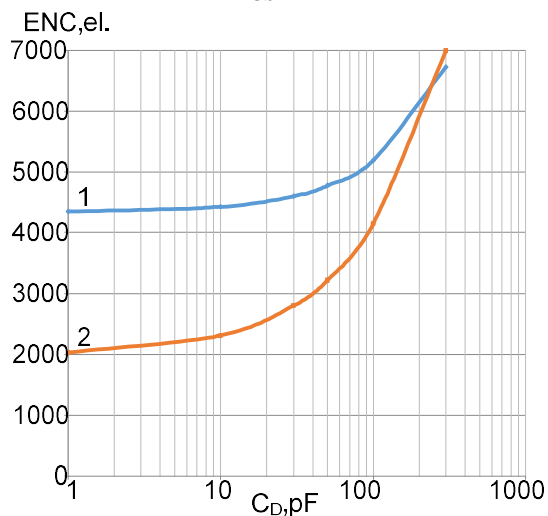


Рис. 19. Зависимость эквивалентного шумового заряда  $ENC$  (в электронах) от емкости датчика  $C_D$  при разном включении DG JFET: 1- затворы соединены, 2- управление верхним затвором и  $V_{BGS}=2$  В

Главное назначение такой схемы компенсации заключается в обеспечении выходного напряжения ЗЧУ близкого нулю при применении биполярных источников питания и большом сопротивлении резистора ОС ( $R_F$  на рис. 16), падение напряжения на котором обусловлено протеканием  $I_{INPDC}$ .

Простейшая реализация схемы компенсации входного тока заключается во включении между выводами  $BG$  и  $V_{EE}$  резистора  $R_{EXT}$ , сопротивление которого выбирается в зависимости от величины  $I_{INPDC}$ .

Схемотехническое моделирование подтвердило эффективность компенсации постоянного входного тока ЗЧУ. Так, при  $R_F=10$  МОм,  $V_{EE}=5$  В близкое к нулю выходное напряжение ЗЧУ при отсутствии входного импульса достигается при  $R_{EXT}=58$  МОм для  $I_{INPDC}=0,1$  мкА и  $R_{EXT}=4,57$  МОм при  $I_{INPDC}=1$  мкА.

### **Компаратор ADComp3.**

Электрическая схема компаратора ADComp3 показана на рис. 20.

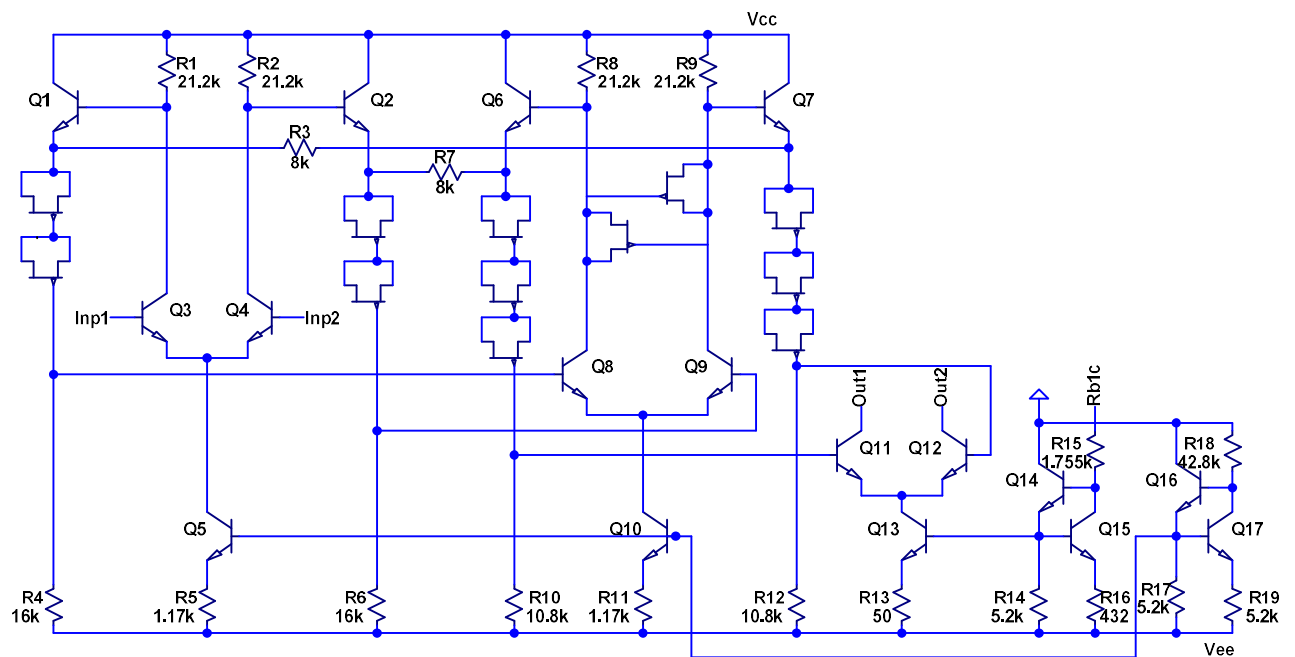


Рис. 20. Электрическая схема компаратора ADCComp3

Отличие электрической схемы компаратора ADCComp3 от предыдущих изделий заключается в том, что для уменьшения энергопотребления значительно уменьшены рабочие токи транзисторов за счет увеличения сопротивления эмиттерных резисторов и снижено напряжение питания до  $\pm 3$  В путем замены стабилитронов в каскадах сдвига уровня на цепи последовательно соединенных диодов. В то же время для обеспечения требуемого уровня максимального выходного тока  $I_{OUT}$  по выходам Out1, Out2 и возможности, при необходимости, его уменьшения введена подстройка величины  $I_{OUT}$  с помощью соединения вывода Rb1c через внешний резистор с шиной нулевого напряжения или положительного напряжения питания  $V_{CC}$ . Заметим, что диоды были реализованы на p-JFET только из-за наличия достаточного количества p-JFET на полупроводниковом кристалле.

Принятые меры позволили в нормальных условиях уменьшить ток потребления компаратора от положительного источника питания до  $I_{CC}=0.98$  мА ( $I_{CC}$  – ток потребления компаратора без выходного каскада на Q11, Q12), при этом входной ток составил  $I_{INP}=0.6$  мкА, а  $I_{OUT}=4.2$  мА.

#### **Радиационная стойкость компонентов БМК МН2ХА031.**

Радиационную стойкость ADCComp3 характеризуют результаты моделирования при напряжении источников питания  $\pm 3$  В и соединении выходов Out1, Out2 через резисторы 50 Ом с шиной нулевого напряжения, показанные на рис. 21-24.

Несмотря на уменьшение  $I_{OUT}$  и значительный рост  $I_{INP}$  можно рекомендовать применение ADCComp3 при воздействии флюенса нейтронов до  $10^{14}$  н./см<sup>2</sup>. При этом надо учитывать, что влияние поглощенных гамма-квантов на параметры компаратора намного слабее, чем нейтронов. Ориентировочно, изменение параметров компаратора при  $D_G=3$  Мрад близко к такому же изменению параметров при воздействии  $F_N=3 \cdot 10^{13}$  н./см<sup>2</sup>.

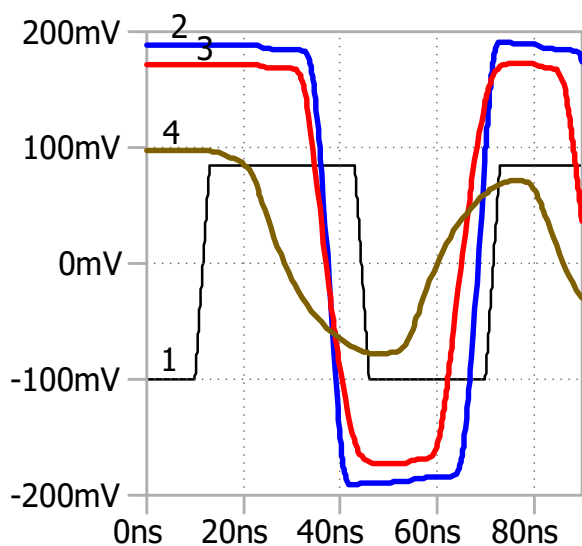


Рис. 21. Напряжение на входе  $I_{np1}$  (кривая 1) и между выходами компаратора при  $V(I_{np2})=0$ : 2 – в нормальных условиях, 3 – при  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup>, 4 – при  $F_N=3 \cdot 10^{14}$  н./см<sup>2</sup>

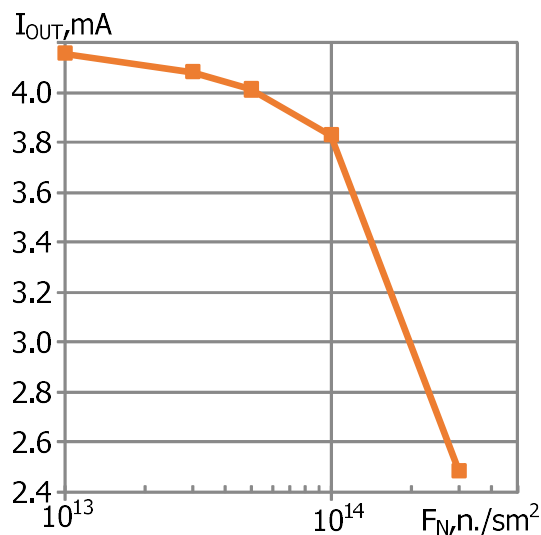


Рис. 22. Зависимость максимального выходного тока  $I_{OUT}$  компаратора от потока нейтронов  $F_N$

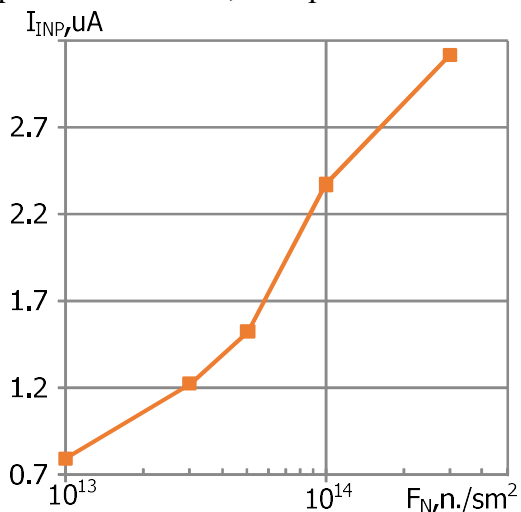


Рис. 23. Зависимость входного тока  $I_{INP}$  компаратора от потока нейтронов  $F_N$

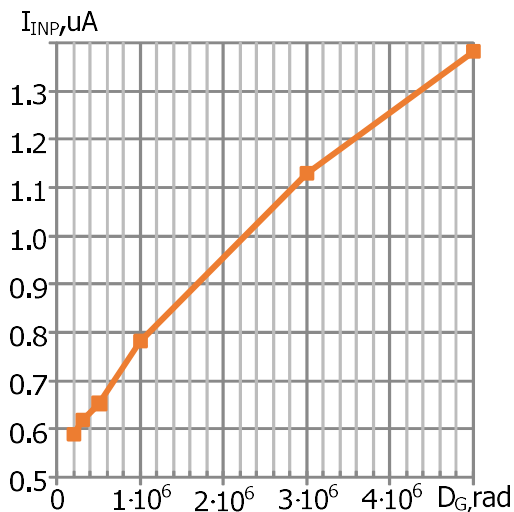


Рис. 24. Зависимость входного тока  $I_{INP}$  компаратора от поглощенной дозы гамма-излучения  $D_G$

Функционирование ОАmp2 при воздействии проникающей радиации (ПР) иллюстрируют результаты моделирования ОУ при включении по схеме неинвертирующего усилителя напряжения с коэффициентом усиления, равным 5 (рис. 25), и зависимости входного тока и коэффициента усиления  $K_V$  от флюенса нейтронов (рис. 26, 27).

Хотя ОАmp2 сохраняет свою работоспособность при  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup>, с нашей точки зрения, целесообразно его применение в области достаточно больших  $K_V$  и малых значений  $I_{INP}$ , т.е. до  $10^{13}$  н./см<sup>2</sup>. Воздействие гамма-квантов на параметры ОАmp2 намного слабее и можно рекомендовать его применение до 3 Мрад.



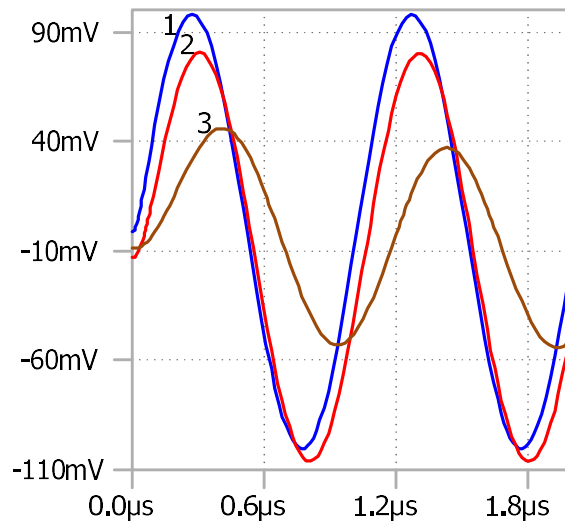


Рис. 25. Напряжение на выходе Out1 при включении OAmpl2 по схеме неинвертирующего усилителя напряжения с коэффициентом усиления, равным 5: 1 – в нормальных условиях, 2 – при  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup>, 3 – при  $F_N=2 \cdot 10^{14}$  н./см<sup>2</sup>

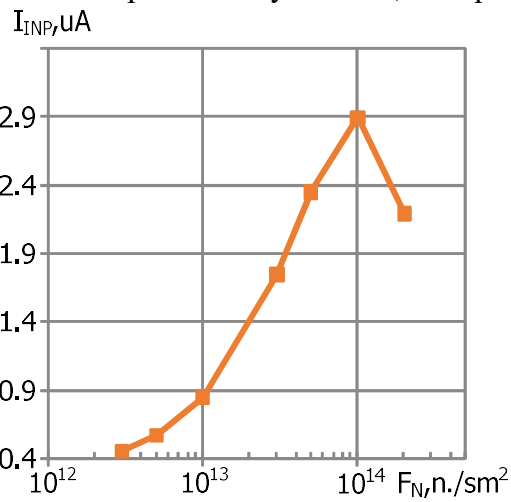


Рис. 26. Зависимость входного тока  $I_{INP}$  OAmpl2 от потока нейтронов  $F_N$

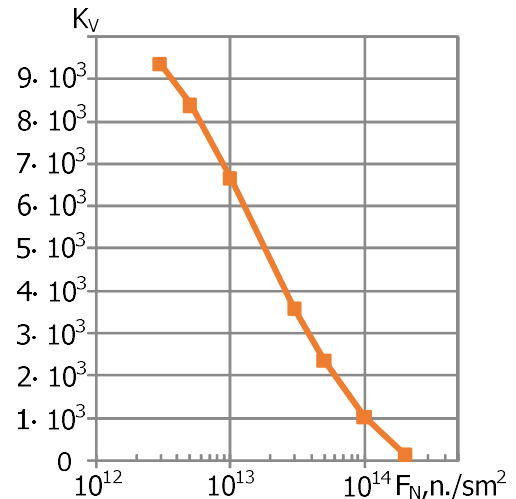


Рис. 27. Зависимость коэффициента усиления напряжения  $K_V$  OAmpl2 от потока нейтронов  $F_N$

В МОУ OAmpl8 применены n-p-n ВТТ и p-JFET с высоким уровнем радиационной стойкости, менее радиационно-стойкие p-n-p-транзисторы использованы только в выходном каскаде, поэтому в режиме холостого хода усиление напряжения этого МОУ достаточно высокое до флюенса нейтронов  $10^{14}$  н./см<sup>2</sup>. При потоках нейтронов более  $10^{14}$  н./см<sup>2</sup> моделирование следует повторить после экспериментальной апробации моделей в этом диапазоне воздействия ПР.

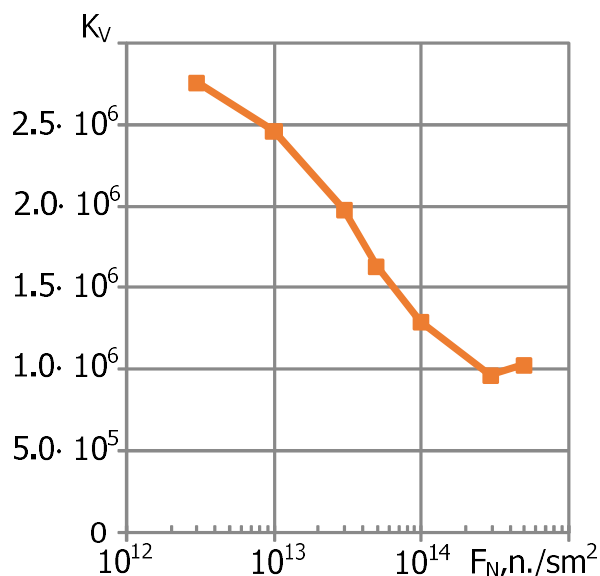


Рис. 28. Зависимость коэффициента усиления напряжения  $K_V$  OAmr8 от потока нейтронов  $F_N$

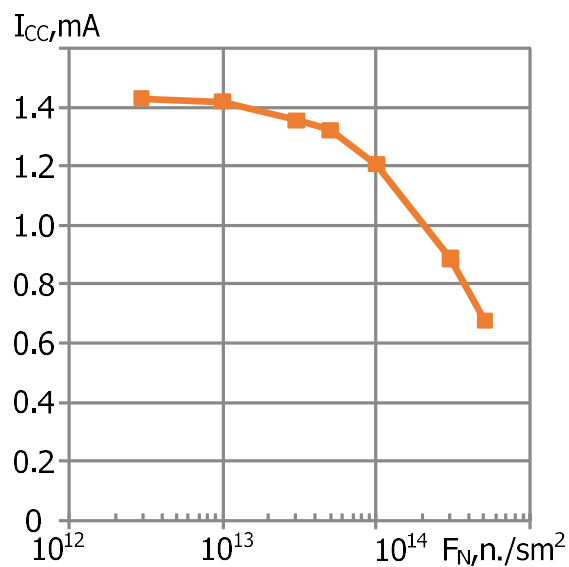


Рис. 29. Зависимость тока потребления  $I_{CC}$  OAmr8 от потока нейтронов  $F_N$

Радиационную стойкость ЗЧУ лучше всего описывают результаты моделирования (рис. 30) выходного импульса напряжения (напряжения в узле Out) при поступлении на вход Inp токового импульса в виде "дельта-функции" с зарядом  $Q_{INP}=100$  фКл при емкости датчика, подключенного к входу,  $C_D=100$  пФ, и соединении вывода нижнего затвора (узел BG) с шиной нулевого напряжения.

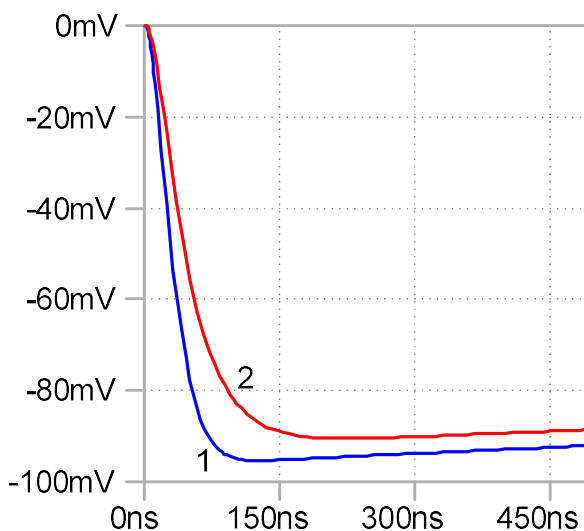


Рис. 30. Напряжение на выходе ЗЧУ со сдвигом постоянного уровня при  $C_D=100$  пФ,  $Q_{INP}=100$  фКл: 1 – (V(out)-18.464 мВ) в нормальных условиях, 2 – (V(out)-480.683 мВ) при  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup>

Для наглядного сравнения результатов моделирования, выходные импульсы в нормальных условиях и при воздействии  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup> приведены со сдвигом по постоянному уровню напряжения.

Моделирование позволяет сделать следующие выводы:

- постоянный уровень выходного напряжения ЗЧУ в нормальных условиях составляет плюс 18.464 мВ, а при воздействии  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup> – плюс 480.683 мВ. Изменение этого уровня обусловлено уменьшением коэффициента усиления тока ВЛТ выходного каскада, т.к. даже возможное значительное увеличение обратного тока верхнего затвора, составляющего в нормальных условиях менее  $10^{-12}$  А, не вызовет существенного падения напряжения на резисторе обратной связи  $R_F=10$  МОм;

- уменьшение амплитуды выходного импульса с 95.35 мВ до 90.46 мВ и увеличение длительности фронта нарастания с 39.62 нс до 60.77 нс при воздействии флюенса  $10^{14}$  н./см<sup>2</sup> не является критичным во многих случаях использования ЗЧУ.

Таким образом, можно утверждать, что ЗЧУ с входным DG JFET работоспособен при  $F_N=10^{14}$  н./см<sup>2</sup>.