

# Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Часть 2. Базовые схемотехнические решения АБМК 1-3

О.В. Дворников

Открытое акционерное общество “МНИПИ”, Беларусь, г. Минск, Российско-Белорусский научно-технический центр аналоговой и дискретно-аналоговой микросхемотехники “МикАн” (СКНЦ ВШ), Россия, г. Таганрог, oleg\_dvornikov@tut.by

**Аннотация** — Рассмотрены особенности трансрезистивного и операционного усилителей, компаратора, реализованных на базовом матричном кристалле (БМК) типа АБМК 1-3 и изучено влияние потока нейтронов на их основные характеристики.

**Ключевые слова** — Радиационная стойкость, трансрезистивный усилитель, операционный усилитель, компаратор, биполярные аналоговые микросхемы.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Для значительного уменьшения влияния проникающей радиации на параметры аналоговых интегральных микросхем (ИМС), необходимо правильно выбрать тип и конструкции применяемых активных и пассивных элементов. Так, ранее сформулированы основные правила схемотехнического синтеза радиационно-стойких микросхем, базирующиеся на использовании вертикальных *n-p-n*-биполярных транзисторов (БТ) с тонкой базовой областью и полевых транзисторов с *p-n*-переходом и каналом *p*-типа (*p*-ПТП) [1]. Малые изменения параметров указанных активных элементов при радиационном облучении, достигаемые при высокой плотности эмиттерного тока в *n-p-n* БТ и применении сильнолегированного канала в *p*-ПТП, обуславливают незначительное ухудшение характеристик аналоговых микросхем. К сожалению, технологический разброс напряжения отсечки *p*-ПТП затрудняет схемотехнический синтез и снижает выход годных кристаллов.

В том случае, когда необходимо обеспечить средний уровень радиационной стойкости, ориентировочно, для интегрального потока нейтронов величиной до  $10^{13}$  см<sup>-2</sup>, допустимо применение упрощенного подхода к проектированию аналоговых ИМС:

- использование дифференциальной структуры микросхем;
- максимальное увеличение плотности эмиттерного тока;

- использование горизонтальных *p-n-p*-транзисторов только в источниках тока или в схемах с общей базой (ОБ), в которых деградация при радиационном воздействии коэффициента передачи тока  $\beta$  слабо влияет на малосигнальные параметры аналоговых ИМС;

- формирование резисторов на сильнолегированных полупроводниковых слоях;

- схемотехническая модернизация каскадов - введение цепей компенсации входных токов, стабилизация режима работы, уменьшение изменения напряжения смещения нуля.

Целью настоящей статьи является рассмотрение особенностей и изучение радиационной стойкости базовых схемотехнических решений АБМК 1-3 с применением созданных эквивалентных электрических схем и “*Spice*-параметров” моделей, отражающих влияние проникающей радиации.

## II. ТРАНСРЕЗИСТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Трансрезистивные усилители (импульсные преобразователи ток– напряжение) широко используются для обработки сигналов высокоимпедансных источников: фотодиодов, датчиков частиц и ионизирующих излучений и др. Разработанный для элементов АБМК 1-3 трансрезистивный усилитель *Amplifier\_1* показан на рис. 1. Электрические схемы аналоговых устройств на рис. 1, 4, 7 выполнены в системе проектирования *OrCAD* и отражают специфику проектирования на АБМК 1-3 и в *OrCAD*: необходимая величина сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов достигнута с помощью последовательно-параллельного соединения элементов, упрочнение транзисторов осуществляется за счет параллельного соединения однотипных транзисторов, одноименные проводники соединены между собой (например,  $V_{EE}$ ,  $GndA$  на рис. 1).

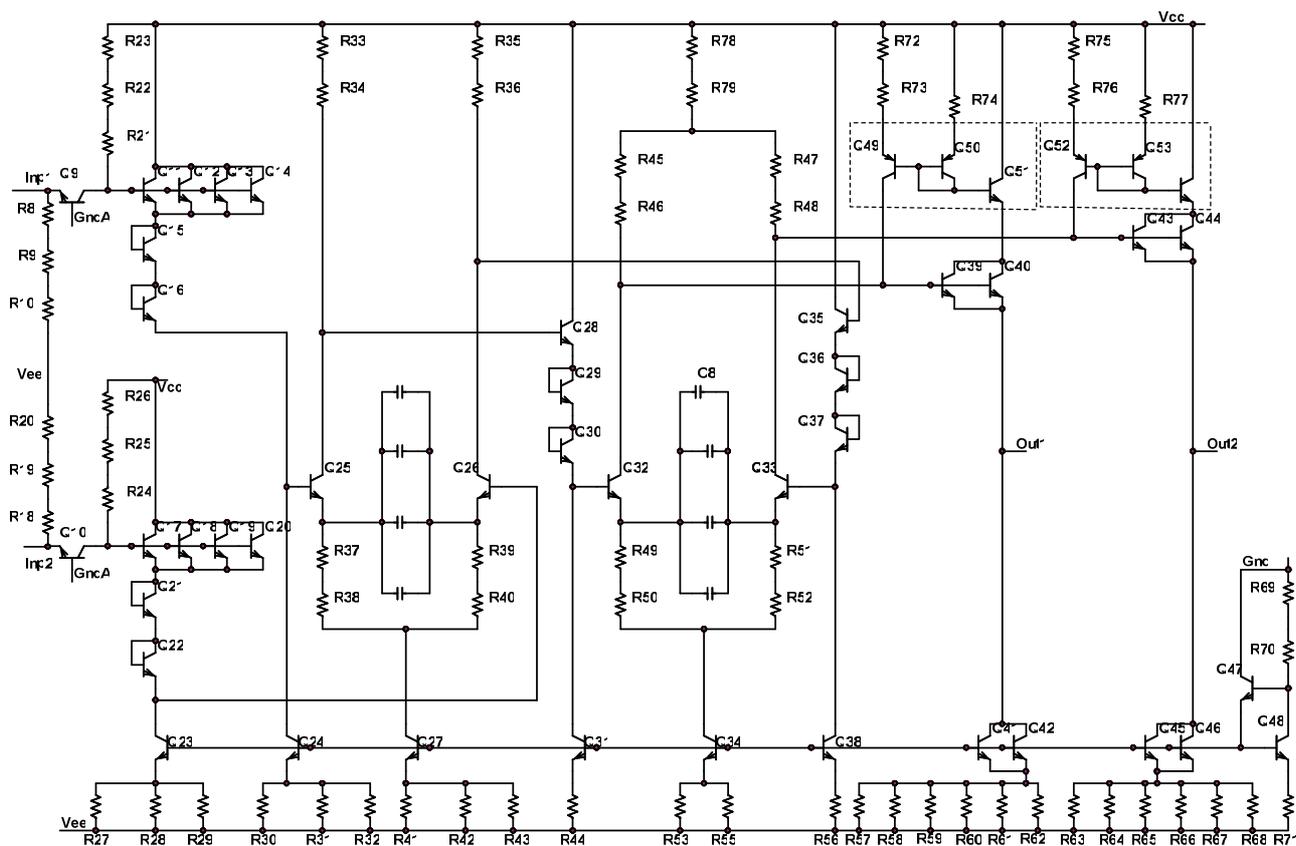


Рис. 1. Электрическая схема транзистивного усилителя *Amplifier\_1*

В транзистивном усилителе применяются только *n-p-n* БТ и резисторы, выполненные на сильнолегированной области *p*-типа. Преобразование входного тока в напряжение осуществляется с помощью транзистора  $Q_9$  с ОБ. Коэффициент преобразования такой схемы, при заданном входном сопротивлении, ограничен величиной положительного напряжения питания  $V_{CC}$  [2].

Наиболее распространенный метод увеличения коэффициента преобразования заключается в использовании дополнительных каскадов усиления. При этом, для уменьшения разброса постоянного выходного напряжения и минимизации влияния  $\beta$  на параметры усилителя, целесообразно применять дифференциальные каскады (ДК). Основной проблемой, возникающей при реализации такой схемотехнической структуры, является установка режима работы первого ДК, один вход которого соединен с каскадом с ОБ, а второй – с источником опорного напряжения. Если, при отсутствии входного сигнала, величина опорного напряжения отличается от выходного напряжения каскада с ОБ, то разностный сигнал усиливается и приводит к появлению выходного напряжения слабо контролируемой величины.

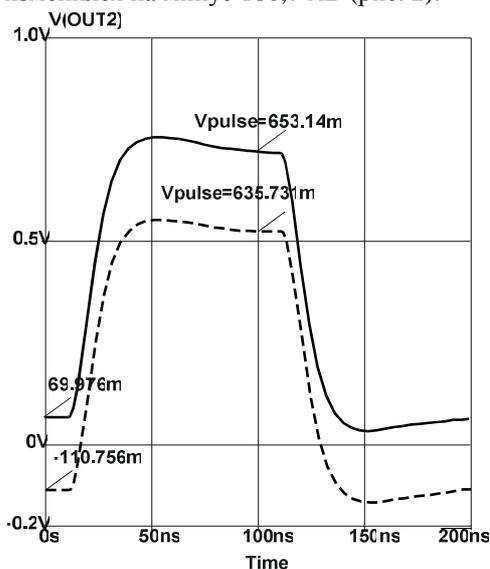
Экспериментальные исследования позволили установить, что необходимую повторяемость параметров транзистивного усилителя обеспечивает источник

опорного напряжения в виде дополнительного каскада с ОБ идентичного входному.

Входной каскад усилителя *Amplifier\_1* образован транзисторами с ОБ ( $Q_9$ ) и общим коллектором (ОК) ( $Q_{11}-Q_{14}$ ). Каскад с ОБ преобразует импульсы входного тока в напряжение с помощью резисторов  $R_{21}-R_{23}$ . В качестве входного транзистора  $Q_9$  применяется малощумящий *n-p-n*-транзистор, работающий при эмиттерном токе 0,84 мА. Источник опорного напряжения сформирован транзисторами с ОБ ( $Q_{10}$ ) и ОК ( $Q_{17}-Q_{20}$ ). Два ДК ( $Q_{25}, Q_{26}$  и  $Q_{32}, Q_{33}$ ) с резистивной нагрузкой обеспечивают необходимое усиление, а конденсаторы в эмиттерных цепях укорачивают фронт выходного импульса. ДК соединены между собой через эмиттерные ( $Q_{28}$  и  $Q_{35}$ ) повторители с цепью последовательно включенных диодов ( $Q_{29}, Q_{30}$  и  $Q_{36}, Q_{37}$ ) для сдвига постоянного уровня напряжения. Выходные эмиттерные повторители ( $Q_{39}, Q_{40}$  и  $Q_{43}, Q_{44}$ ) обеспечивают работоспособность *Amplifier\_1* при подключении внешней нагрузки величиной более 1 кОм. Так как транзистивный усилитель работает без общей отрицательной обратной связи (ООС), то, для стабилизации величины коэффициента преобразования, в каждом ДК предусмотрена локальная ООС, устанавливающая с помощью эмиттерных резисторов

коэффициент усиления каждого ДК, приблизительно, равным пяти.

Схематическое моделирование трансрезистивного усилителя, без выделенных штриховой линией на рис. 1 элементов, при воздействии интегрального потока нейтронов величиной  $10^{13} \text{ см}^{-2}$ , выявило отсутствие значительного изменения характеристик *Amplifier\_1* при существенном уменьшении коэффициента передачи тока  $\beta$  (от 30 до 50 %), а именно, уменьшение коэффициента преобразования составило 2,67 % при сохранении формы выходного импульса. В то же время, постоянный уровень выходного напряжения изменился на минус 180,7 мВ (рис. 2).

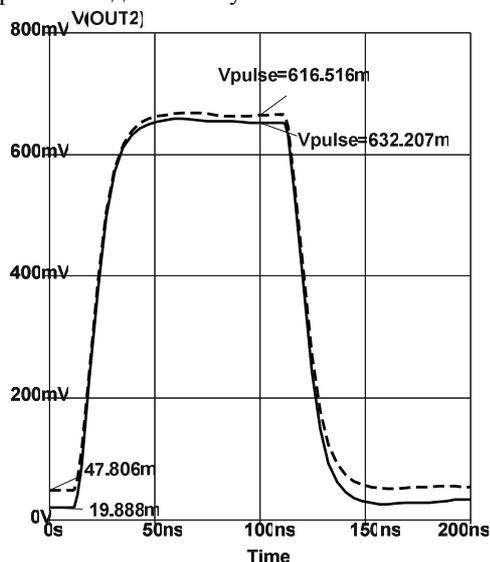


**Рис. 2.** Напряжение на выходе усилителя *Amplifier\_1* (без компенсации базового тока  $Q_{39}, Q_{40}, Q_{43}, Q_{44}$ ) при токовом импульсе на входе величиной 10 мкА до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$

Анализ рабочего режима элементов схемы позволил установить, что указанный эффект вызван изменением коллекторного напряжения транзисторов  $Q_{52}$  и  $Q_{53}$  из-за увеличения базового тока выходных эмиттерных повторителей. Для компенсации базового тока транзисторов  $Q_{39}, Q_{40}, Q_{43}, Q_{44}$  применено техническое решение аналогичное [3] - в разрыв цепи, по которой протекает коллекторный ток основного БТ ( $Q_{39}, Q_{40}$ ) включен транзистор  $Q_{51}$ , преобразующий коллекторный ток в базовый, который инвертируется по направлению с помощью "токового зеркала"  $Q_{49}, Q_{50}$  и поступает в базу основного БТ.

В эмиттерных цепях транзисторов  $Q_{49}, Q_{50}$  на рис. 1 включены резисторы  $R_{72}-R_{74}$ , позволяющие подстроить коэффициент передачи "токового зеркала" и обеспечить компенсацию базового тока основного БТ при малой величине  $\beta$  горизонтальных  $p-n-p$ -транзисторов. Компенсация базовых токов выходных эмиттерных повторителей в *Amplifier\_1* позволила

уменьшить разброс постоянного выходного напряжения от 180,7 мВ (рис. 2) до 27,9 мВ (рис. 3) при незначительном изменении коэффициента преобразования и формы выходного импульса.



**Рис. 3.** Напряжение на выходе усилителя *Amplifier\_1* (с компенсацией базового тока  $Q_{39}, Q_{40}, Q_{43}, Q_{44}$ ) при токовом импульсе на входе величиной 10 мкА до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$

## II. ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Программируемый операционный усилитель (ОУ) является одним из наиболее универсальных аналоговых компонентов, так как допускает масштабирование ряда параметров: входного тока, тока потребления, скорости нарастания выходного напряжения, частоты единичного усиления.

Разработанный ОУ *Amplifier\_5* (рис. 4) состоит из ДК на  $p-n-p$ -транзисторах  $Q_{13}, Q_{14}$  с активной нагрузкой на  $p-n-p$ -транзисторах  $Q_{11}, Q_{12}$ , каскада с ОБ ( $Q_{16}, Q_{17}$ ), "токового зеркала" ( $Q_{20}-Q_{22}$ ), последовательно включенных эмиттерных повторителей на  $p-n-p$ - ( $Q_{24}$ ) и  $p-n-p$ -транзисторах ( $Q_{29}$ ) и, соответственно,  $Q_{27}$  и  $Q_{28}$ . Рабочие токи  $p-n-p$ -транзисторов близки к величине "Spice-параметра" *IKF*. Каскад с ОБ образует совместно с транзисторами  $Q_{13}, Q_{14}$  так называемую схему "перегнутого" каскада. При этом применение  $p-n-p$ -транзисторов с ОБ позволяет, с одной стороны, уменьшить усиление напряжения на коллекторах входных транзисторов  $Q_{13}, Q_{14}$  для ослабления эффекта Миллера и увеличения быстродействия ОУ, а, с другой стороны, осуществить сдвиг постоянного уровня напряжения к отрицательному напряжению питания  $V_{EE}$ . Режим работы всех источников тока устанавливается блоком смещения, в котором "токовое зеркало" на  $p-n-p$ -транзисторах ( $Q_3-Q_5$ ) осуществляет



Для минимизации рассмотренного эффекта и изменения напряжения смещения нуля при радиационном облучении, в усилителе *Amplifier\_5* применено решение, предложенное в [4]. В то же время, для предотвращения влияния на напряжение смещения нуля транзисторов  $Q_{24}$ ,  $Q_{27}$  выполнена компенсация их базовых токов. Новые элементы и соединения выделены на рис. 4 штриховой линией.

Схемотехническая модернизация и выбор режима работы транзисторов обеспечили малое изменение напряжения смещения нуля ( $\Delta V_{OFF} = 47 \text{ мкВ}$ ) при воздействии потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$  (рис. 6).

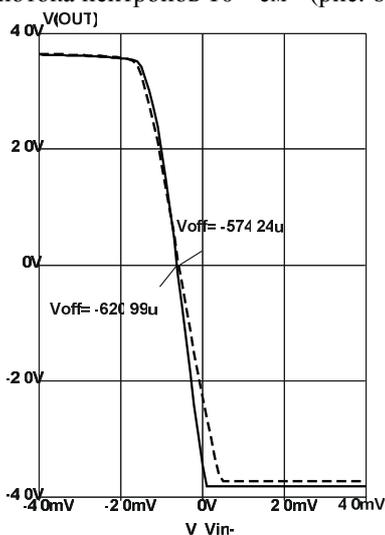


Рис. 6. Передаточная характеристика усилителя *Amplifier\_5* до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$

Величина частоты единичного усиления, превышающая 180 МГц, и запас по фазе более 43 градусов на частоте единичного усиления позволяют использовать ОУ *Amplifier\_5* для обработки сигналов в широком диапазоне частот.

### III. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ КОМПАРАТОР

Компаратор напряжения является столь же необходимым компонентом многих аналоговых устройств, как и ОУ.

Показанный на рис. 7 компаратор *Comparator\_1* состоит из трех дифференциальных каскадов, два из которых ( $Q_6$ ,  $Q_8$  и  $Q_{21}$ ,  $Q_{23}$ ) с резистивной нагрузкой, а третий ( $Q_{25}$ – $Q_{32}$ ) с “открытым” коллектором. Дифференциальные каскады, для уменьшения эффекта Миллера, используют каскодное включение транзисторов, а именно транзисторы  $Q_5$ ,  $Q_7$ ,  $Q_{20}$ ,  $Q_{22}$  включены с ОБ. Их базовый потенциал задает источник опорного напряжения  $Q_{10}$ – $Q_{13}$ ,  $R_5$ ,  $R_{19}$ ,  $R_{24}$ . Дифференциальные каскады соединены между собой через эмиттерные повторители  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_{14}$ ,  $Q_{15}$ , которые одновременно сдвигают уровень постоянного напряжения с помощью стабилитронов, выполненных на обратно смещенных эмиттерных переходах транзисторов  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_{16}$ ,  $Q_{17}$ . Рабочий режим транзисторов компаратора устанавливается многокаскадным “токовым зеркалом”  $Q_9$ ,  $Q_{13}$ ,  $Q_{24}$ ,  $Q_{33}$ – $Q_{36}$ ,  $Q_{38}$ .

Применение в компараторе только дифференциальных каскадов и съем сигнала между его выходами (в системе проектирования *OrCAD* напряжение между выходами  $Out_2$  и  $Out_1$  обозначается как  $V(Out_2, Out_1)$ )

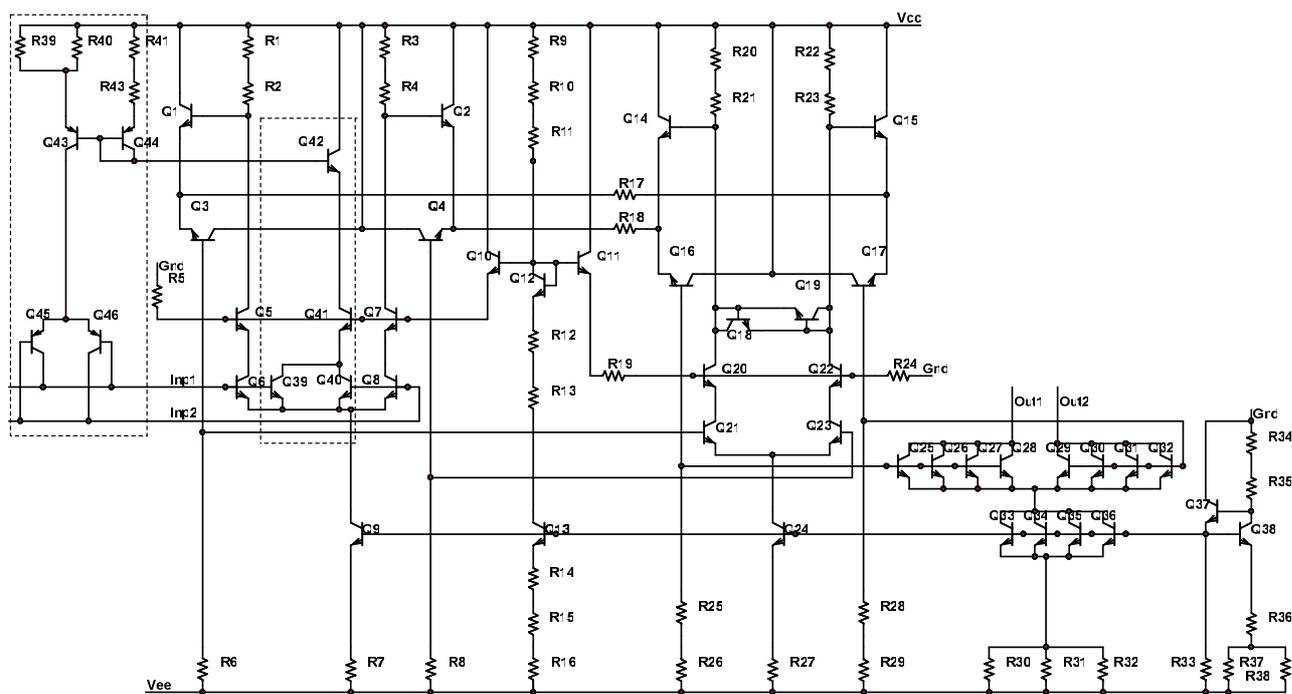


Рис. 7. Электрическая схема компаратора *Comparator\_1*

объясняют слабое влияние проникающей радиации на форму выходного импульса. Так, на рис. 8, 9 показаны результаты моделирования для типовых условий работы компаратора: напряжение питания составляет  $\pm 5$  В, выходы  $Out_1$  и  $Out_2$  соединены с шиной нулевого потенциала через резисторы с сопротивлением 110 Ом, на один из входов поступает постоянное синфазное напряжение, а на другой – импульс, превышающий синфазное напряжение на величину напряжения перевозбуждения, равную 50 мВ. Конечно, влияние потока нейтронов вызывает изменение напряжения смещения нуля от 575 до 785 мкВ (рис. 8) и величины максимального тока по каждому выходу от 4,886 до 4,826 мА, но слабо влияет на форму импульса напряжения между выходами компаратора (рис. 9).

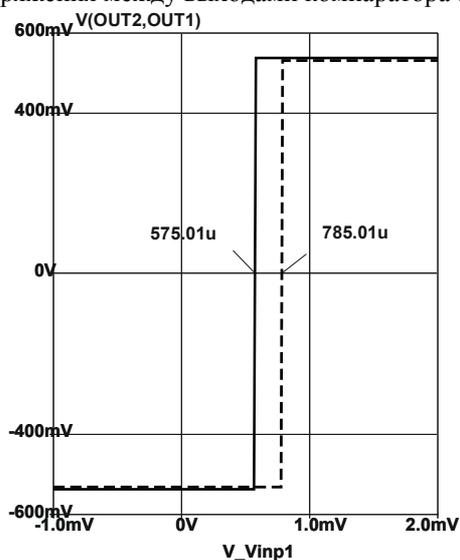


Рис. 8. Передаточная характеристика компаратора *Comparator\_1* до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$

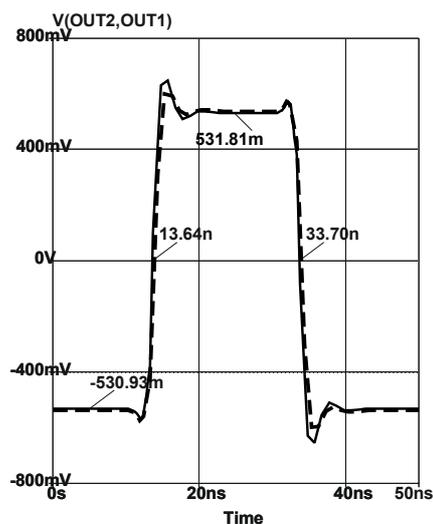


Рис. 9. Выходное напряжение компаратора *Comparator\_1* до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$

Деградация  $\beta$  транзисторов при радиационном облучении наиболее существенно сказывается на увеличении входных токов, поэтому для их компенсации применено схемотехническое решение, рассмотренное в [3]. Как и ранее, для уменьшения влияния малой величины  $\beta$  горизонтальных *p-n-p*-транзисторов на коэффициент передачи “токового зеркала”, в эмиттерных цепях транзисторов  $Q_{43}$ ,  $Q_{44}$  включены резисторы  $R_{39}$ – $R_{41}$ ,  $R_{43}$ . Элементы схемы компенсации выделены на рис.7 штриховой линией.

Применение компенсации позволило уменьшить входной ток компаратора *Comparator\_1*, при близком к нулю входном напряжении, до величины 0,167 нА в нормальных условиях и до 291 нА после воздействия потока нейтронов  $10^{13} \text{ см}^{-2}$ .

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для элементов АБМК 1-3 разработаны ИМС транзистивного и операционного усилителей, компаратора, предназначенных для обработки сигналов детекторов частиц и ионизирующих излучений. Моделирование с применением эквивалентных электрических схем и “Spice-параметров”, отражающих влияние проникающей радиации, позволило установить, что разработанные аналоговые устройства малочувствительны к воздействию потока нейтронов величиной  $10^{13} \text{ см}^{-2}$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дворников О.В., Крутинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Щёкин Д.А., Щербинин И.П., Чеховский В.А. Импортзамещающие практические разработки и проекты ИС на базе радиационно-стойкого АБМК // Сб. науч. трудов «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем». – М.: ИППМ РАН, 2006. – С. 200-205.
- [2] Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. – Минск: Акад. упр. при Президенте Респ. Беларусь, 2006. – 286 с.
- [3] Дворников О.В., Прокопенко Н.Н. Проектирование аналоговых микросхем для средств измерений. Часть 2. Компенсация входного тока // Материалы 2-ой Международной научно-технической конференции «Приборостроение-2009», Минск, Республика Беларусь, 11-13 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 52-53.
- [4] Дворников О.В., Прокопенко Н.Н. Проектирование аналоговых микросхем для средств измерений. Часть 1. Уменьшение напряжения смещения нуля // Материалы 2-ой Международной научно-технической конференции «Приборостроение-2009», Минск, Республика Беларусь, 11-13 ноября 2009 г. – Минск, 2009. – С. 51-52.