

# Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС на АБМК

С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов

ЦП СБИС «система на кристалле» при ТТИ ЮФУ, МНТЦ «МикАн», sgkrutch@mail.ru

**Аннотация** — Рассматриваются результаты проектирования структурно-оптимальных принципиальных схем узлов радиационно-стойких ИС и СФ-блоков СвК, обладающих высокими метрологическими свойствами в условиях воздействия гаммы дестабилизирующих факторов – потока нейтронов, дозы радиации, температуры. Приведены принципиальные схемы узлов ИС на базе радиационно-стойкого аналого-базового матричного кристалла АБМК. Показана эффективность предложенных схемотехнических решений.

**Ключевые слова** — собственная компенсация, радиационная стойкость, динамические нагрузки, коэффициент ослабления синфазного сигнала.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Создание радиационно-стойких интегральных схем (ИС) и сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) микроэлектронных систем в корпусе (СвК) требует применения радиационно-стойкой технологии. Как с экономической, так и с технической точек зрения такие СФ-блоки в виде полупроводниковых кристаллов целесообразно ориентировать на технику соответствующих аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК), среди которых детальную апробацию на целом классе ИС прошел биполярно-полевой АБМК\_1\_3 [1] и его дальнейшая модификация АБМК\_1\_4. Но, как показывает практика, использование лишь радиационно-стойкой технологии АБМК не позволяет обеспечить бесперебойную работу устройств в условиях высокого радиационного воздействия, потока нейтронов и температуры в силу существенного изменения малосигнальных дифференциальных параметров компонентов АБМК, что в конечном итоге определяет основные метрологические характеристики устройств РЭА. Детальное исследование изменения этих параметров показывает, что большей стабильностью характеризуются n-p-n, p-JFet и PADJ транзисторы, а наименьшей – p-p транзисторы [2]. Так, увеличение дозы радиации до 300 крад и потока нейтронов до  $10^{13}$  н/см<sup>2</sup> увеличивает выходную проводимость этих транзисторов ( $h_{22}$ ) в 3 раза и уменьшает коэффициент передачи тока базы в 5 раз, который в конечном итоге может достигать значений нескольких единиц. В этой связи становится актуальной задача уменьшения влияния этих параметров на реализуемые характеристики на этапе схе-

технического проектирования, что требует внедрения более эффективных схемотехнических решений с применением принципов собственной компенсации влияния малосигнальных параметров p-n-p транзисторов на качественные показатели базовых узлов аналоговых ИС. В [3, 4] показано, что комбинации цепей этой компенсации позволяют если не исключить, то, по крайней мере, существенно уменьшить влияние ряда параметров этих транзисторов.

## II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В аналоговой биполярной схемотехнике относительно невысокие качественные показатели p-n-p транзисторов приводят к целесообразности их использования в динамических нагрузках, например, так, как это показано на рис. 1.

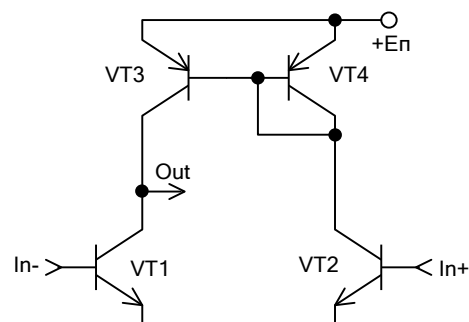


Рис. 1. Простейшая динамическая нагрузка

В этой схеме реализуемый коэффициент усиления

$$K = \frac{S^n + S^p}{h_{22}^n + h_{22}^p}, \quad S^n = \beta^n / h_{11}^n, \quad S^p = \beta^p / h_{11}^p, \quad (1)$$

где  $h_{ij}$ ,  $\beta$  - малосигнальные параметры n-p-n (n) и p-p (p) транзисторов с общим эмиттером.

Поэтому его параметрические чувствительности имеют следующий вид:

$$S_{h_{22}^n}^K = -K \frac{h_{22}^p}{S^n + S^p}, \quad S_{h_{22}^p}^K = -K \frac{h_{22}^n}{S^n + S^p}, \quad (2)$$

$$S_{\beta^p}^K = \frac{S^p}{S^n + S^p}, \quad S_{\beta_{22}^n}^K = \frac{S^n}{S^n + S^p} \quad (3)$$

и подтверждают доминирующий характер влияния p-n-p транзисторов на нестабильность коэффициента усиления. Так, при воздействии радиационной дозы в 100 крад коэффициент усиления изменяется на 40%, а при ее достижении 1 Мрад схема полностью теряет свойства усиления сигнала. Если исключить или существенно (до уровня недоминирующего фактора) уменьшить влияние h-параметров этого транзистора, то это позволит практически на порядок повысить стабильность коэффициента усиления и сохранить работоспособность ИС при предельной дозе радиации и потоке нейтронов до  $5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2$ .

### III. СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ДОМИНИРУЮЩИХ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ P-N-P ТРАНЗИСТОРОВ

С точки зрения уменьшения (минимизации) влияния доминирующих паразитных параметров полупроводниковых компонентов существует два основных структурных признака – введение в электронную схему цепей собственной или взаимной компенсации [3]. При взаимной компенсации два или несколько, как правило, одинаковых по своей физической природе паразитных параметра влияют на контролируемый показатель качества схемы противоположным образом [4]. В этом случае чем больше эффект компенсации, тем больше параметрическая чувствительность к нестабильности этих (компенсируемых) параметров, поэтому такой подход можно использовать при очень высокой идентичности этих паразитных параметров [5]. При собственной компенсации осуществляется минимизация параметрической чувствительности [6]. Однако, вводимые в схему дополнительные цепи и конечная (искомая) ее структура не должна содержать других доминирующих паразитных параметров, влияющих на контролируемый показатель качества. В этом случае становится реальной задача либо перевести параметры p-n-p транзисторов в разряд недоминирующих паразитных параметров, либо выровнять степень влияния малосигнальных параметров p-n-p и n-p-n транзисторов без увеличения их параметрической чувствительности. Методология решения таких задач изложена в монографии [7].

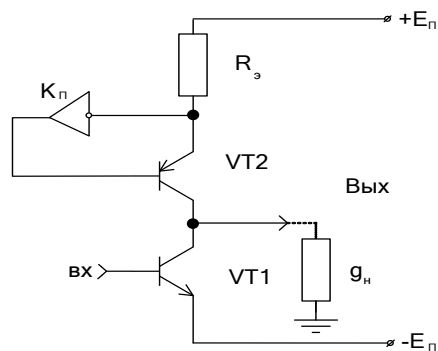


Рис. 2. Цепи собственной компенсации в каскаде с динамической нагрузкой

В соответствии с этой методикой действие контура

собственной компенсации влияния выходной проводимости ( $h_{22}$ ) p-n-p транзистора с общим эмиттером на реализуемый схемой коэффициент усиления ( $K$ ) не должно изменять другие вторичные параметры схемы. Решение такой задачи не только существует, но и в структурном отношении является единственным. Эта единственность не исключает множества схемотехнических реализаций вводимого контура компенсации и, следовательно, дополнительных параметрических степеней свободы, направленных на уменьшение влияния проводимости  $h_{22}$  на коэффициент усиления  $K$ .

На рис. 2 показано взаимодействие цепи собственной компенсации с входными зажимами p-n-p транзистора (VT2) в простейшем усилительном каскаде с основным n-p-n транзистором (VT1).

В этом случае:

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22.1} + h_{22.2}/(1 + R_з(h_{22.2} + S_2(1 + K_{\Pi})))}, \quad (4)$$

где  $S_i = \alpha_i/h_{11.i}$ ,  $h_{22.i}$  - крутизна и выходная проводимость i-го транзистора.

Данное соотношение показывает, что действие контура компенсирующей обратной связи, образованной дополнительным усилителем напряжения  $K_{\Pi}$  и повторителем на базе VT2, направлено на уменьшение вклада  $h_{22.2}$  p-n-p транзистора в реализуемый каскадом коэффициент усиления  $K$ . При этом параметрическая чувствительность:

$$S_{h_{22.2}}^K = -K \frac{h_{22.2}/S_1}{1 + R_з(h_{22.2} + S_2(1 + K_{\Pi}))} \quad (5)$$

уменьшается действием указанного контура. Таким образом, в указанной структуре можно реализовать равенство вкладов n-p-n и p-n-p транзисторов в нестабильность  $K$  под действием указанных выше дестабилизирующих факторов. Как видно из (4) и (5) в этом случае необходимо выполнение неравенства  $K_{\Pi} \gg 1$ , поэтому парциальные чувствительности коэффициента усиления определяются из следующих соотношений:

$$S_{S_1}^K = 1, S_{h_{22.1}}^K = -K \frac{h_{22.1}}{S_1}, \quad (6)$$

$$S_{S_2}^K = S_{K_{\Pi}}^K = -S_{h_{22.2}}^K = S_{h_{22.1}}^K \frac{h_{22.2}}{h_{22.1} \cdot S_2 K_{\Pi} R_з}. \quad (7)$$

Таким образом, при любом критерии оценки общей нестабильности коэффициента усиления каскадов с динамической нагрузкой необходимо выполнить условие:

$$\frac{h_{22.2}}{h_{22.1} \cdot S_2 K_{\Pi} R_з} \leq \min \left\{ \frac{\Theta h_{22.1}}{\Theta h_{22.2}}, \frac{\Theta h_{22.1}}{\Theta \alpha_2} \right\}, \quad (8)$$

где  $\Theta_{\lambda}$  - относительное изменение малосигнального параметра  $\lambda$  соответствующего биполярного транзистора

стора, вызванное воздействием обсуждаемых в работе дестабилизирующих факторов. Таким образом, предварительная информация об изменениях малосигнальных параметров n-p-n и p-n-p транзисторов достаточна для оценки параметров цепи ( $K_{\Pi}$  и  $R_3$ ) собственной компенсации.

Соотношения (1) и (4) показывают, что для уменьшения влияния малосигнальных параметров p-n-p транзистора можно использовать только резистор эмиттерной цепи  $R_3$ . Если он реализован аналогичным транзистором, то

$$S_{h_{22,2}}^K = S_{h_{22,1}}^K \frac{(h_{22,2})^2}{h_{22,1} \cdot S_2}, \quad (9)$$

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22,1} + \frac{h_{22,2}^2}{S_2}} \approx \frac{S_1}{g_n + h_{22,1} + h_{22,2} \cdot h_{12,2}}, \quad (10)$$

а эффективность действия этой цепи обратной связи определяется коэффициентом внутренней обратной связи  $h_{12,2}$  p-n-p транзисторов. Полученный вывод строго соответствует возможностям динамических нагрузок «двойного каскода» [8]. Эффективность двойного каскода ограничивается численными значениями  $h_{12,2}$  и, как правило, недостаточна для решения сформулированных практических задач. Если в эмиттерной цепи VT2 использовать аналогичный транзистор, то с учетом идентичности изменений параметров p-n-p транзисторов под действием совокупности дестабилизирующих факторов, получим:

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22,1} + h_{22,p}^2 h_{11,p} / \alpha_p K_{\Pi}}, \quad (11)$$

$$S_{h_{22,p}}^K = -\frac{1}{2} S_{\alpha_p}^K = -\frac{2K}{K_{\Pi}} \cdot \frac{h_{12,p} \cdot h_{22,p}}{S_1 \alpha_p}, \quad (12)$$

где  $h_{22,p}$ ,  $h_{12,p}$ ,  $\alpha_p$  - малосигнальные параметры p-n-p транзистора.

Следовательно, в таких структурах возможна частичная взаимная компенсация влияния выходной проводимости  $h_{22,p}$  и коэффициента передачи его эмиттерного тока  $\alpha_p$  на коэффициент усиления каскада. В этом случае условие равенства вкладов (5) p-n-p и p-n-p транзисторов будет иметь следующий вид:

$$\frac{h_{22,p} \cdot h_{12,p}}{h_{22,1} K_{\Pi}} = \Theta h_{22,1} / (\Theta_{h_{22,p}} - \Theta \alpha_p). \quad (13)$$

Таким образом, совокупность схемотехнических способов реализации цепи компенсации влияния малосигнальных параметров p-n-p транзистора (рис. 2) обеспечивает возможность максимизации  $K$  и его стабильности под действием дестабилизирующих факторов.

#### IV. ДИНАМИЧЕСКИЕ НАГРУЗКИ С ЦЕПЯМИ СОБСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ

Как видно из рис. 2 и приведенных выше соотношений, успешное решение общей задачи в рамках разнообразных принципов организации динамической нагрузки каскадов связано со схемотехнической интеграцией масштабного усилителя в рамках ограничений на допустимый компонентный базис АБМК.

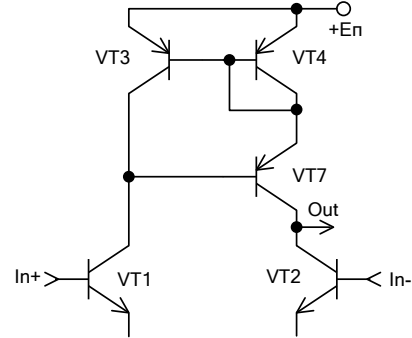


Рис. 3. Динамическая нагрузка с одним компенсирующим контуром

Простейшим способом решения этой задачи является его реализация на аналогичных транзисторах симметричного плеча дифференциального каскада (рис. 3). В этом случае:

$$K = \frac{S^n}{h_{22}^n + h_{22}^p \frac{1}{\alpha_p \beta_p} \left(1 + \frac{1 - \alpha_p}{h_{12}^p}\right)}, \quad (14)$$

где  $\beta_p = \alpha_p / (1 - \alpha_p)$ .

Поэтому параметрические чувствительности к изменению малосигнальных параметров p-n-p транзисторов будут иметь следующий вид:

$$S_{h_{22}^p}^{K_p} = -K \frac{h_{22}^p}{S^n \alpha_p \beta_p}, \quad S_{\beta_p}^{K_p} = K \frac{h_{22}^p + 1/2 h_{11}^p}{S^n \alpha_p \beta_p} \cdot \frac{2 + \beta_p}{1 + \beta_p}. \quad (15)$$

Как следует из полученных соотношений, предельное уменьшение этого влияния ограничивается численным значением статического коэффициента передачи тока базы p-n-p транзистора, что, как видно из более общего соотношения (5), объясняется низким значением  $R_3 = h_{11,4}$ .

Для увеличения этого эквивалентного сопротивления можно в цепи эмиттера транзистора использовать дополнительный транзистор так, как это показано на рис. 4.

Тогда

$$K = \frac{S^n}{h_{22}^n + h_{22}^p \left( \frac{6}{\alpha_p^2} h_{12}^p + \frac{2}{\alpha_p \beta_p} \right) h_{12}^p}. \quad (16)$$

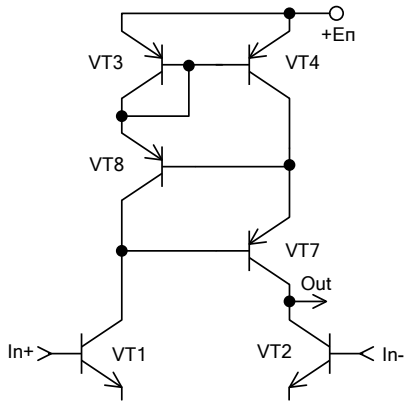


Рис. 4. Динамическая нагрузка с двумя компенсирующими контурами

Таким образом, уменьшение влияния  $h_{22}^p$  p-n-p транзисторов обеспечивается глубиной внутренней обратной связи  $h_{12}^p$ . Однако, параметрические чувствительности коэффициента усиления:

$$S_{h_{22}^p}^K = -K \frac{h_{22}^p h_{12}^p}{S_n} [18h_{12}^p / \alpha_p^2 + 4/\alpha\beta], \quad (17)$$

$$S_{\beta_p}^K = -\frac{2K}{S_n \beta_p^2} [6h_{22}^p h_{11}^2 + 2h_{22}^p h_{11}] \quad (18)$$

непосредственно определяются численным значением статического коэффициента передачи  $\beta_p$ . Этот вывод объясняется влиянием выходной проводимости VT8 на глубину внутренней обратной связи VT7.

Приведенные схмотехнические решения известны как динамические нагрузки Вильсона [9] и, как было показано выше, имеют фундаментальные ограничения.

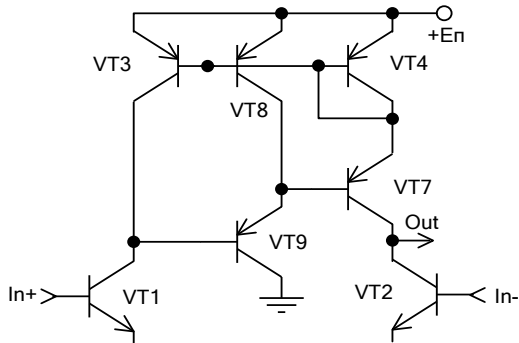


Рис. 5. Динамическая нагрузка с компенсирующим контуром и дополнительным повторителем напряжения

На рис. 5 представлена схема динамической нагрузки дифференциального каскада, реализованная на базе сформулированных выше принципов собственной компенсации.

Здесь на транзисторах VT3, VT8 и VT9 реализован компенсирующий усилитель  $K_{\Pi}$  с высоким за счет VT1 коэффициентом передачи. В этом случае:

$$K = \frac{S^n}{h_{22}^n + 2h_{22}^p h_{12}^p} \quad (19)$$

и не зависит от статического коэффициента передачи  $\beta_p$ . Поэтому параметрическая чувствительность к изменению выходной проводимости  $h_{22}^p$  будет иметь вид:

$$S_{h_{22}^p}^{K_p} = -4K \frac{h_{22}^p h_{12}^p}{S_n} \quad (20)$$

Минимизация  $h_{22}^p$  p-n-p транзисторов в такой схеме обеспечивается глубиной внутренней обратной связи  $h_{12}^p$ . Дальнейшее повышение коэффициента усиления схемы и уменьшение параметрических чувствительностей возможно при увеличении сопротивления эмиттерной цепи VT7 (4). Реализация этого сопротивления p-n-p транзистором позволяет получить схему динамической нагрузки, показанной на рис. 6.

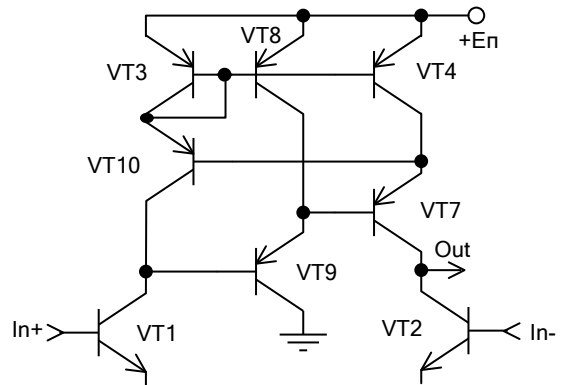


Рис. 6. Динамическая нагрузка с двумя компенсирующими контурами и дополнительным повторителем напряжения

В этом случае реализуемый схемой коэффициент усиления и его параметрические чувствительности будут определяться следующими соотношениями:

$$K = \frac{S^n}{h_{22}^n + 6h_{22}^p h_{12}^p / \alpha_p^2}, \quad (21)$$

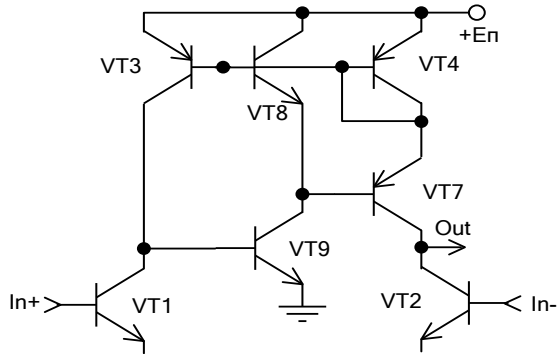
$$S_{h_{22}^p}^K = -18 \frac{Kh_{22}^p h_{12}^p}{S_n \alpha_p^2}, \quad (22)$$

$$S_{\beta_p}^K = 12 \frac{Kh_{22}^p h_{12}^p}{S_n \beta_p \alpha_p}. \quad (23)$$

Как видно из приведенных соотношений, малосигнальные параметры p-n-p транзисторов практически не влияют на коэффициент усиления данной схемы за счет большой глубины внутренней обратной связи  $h_{12}^p$ . Указанные соотношения справедливы при выполнении следующего неравенства:

$$h_{11}^p \leq 1/h_{22}^p. \quad (24)$$

Для исключения этого ограничения достаточно в схемах рис. 5, рис. 6 заменить повторители с p-n-p транзисторами на повторители напряжения с n-p-n транзисторами, например, так, как это показано на рис. 7.

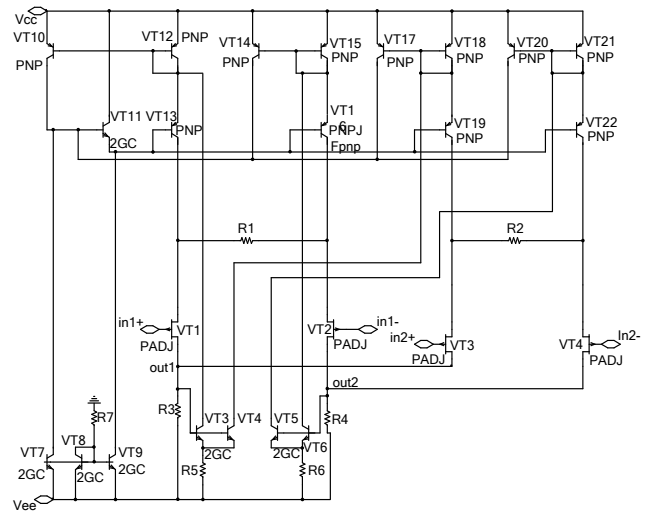


**Рис. 7. Динамическая нагрузка с компенсирующим контуром и дополнительным повторителем напряжения на n-p-n транзисторах**

Моделирование предложенных схем в среде PSpice на компонентах АБМК\_1\_4 показывает, что реализуемый на их основе дифференциальный коэффициент усиления достигает 60 дБ и сохраняет свое значение на уровне влияния n-p-n транзисторов при радиационном воздействии до 1Мрад, потоке нейтронов  $5 \cdot 10^{13}$  н/см<sup>2</sup>, в диапазоне рабочих температур от -40°С до +65°С.

#### V. СТРУКТУРНЫЕ СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ СИНФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Ограничение на количество PADJ p-МОП транзисторов в макрофрагменте АБМК не позволяет использовать эти компоненты для реализации источников тока, качественные показатели которых непосредственно влияют на достижимый в дифференциальном каскаде коэффициент ослабления синфазного напряжения. В этой связи источники тока реализуются на базе p-n-p транзисторов и имеют структуры, практически совпадающие с ранее рассмотренными динамическими нагрузками. Однако, и в этом случае при построении ряда ИС (напр., инструментальных усилителей) указанных мер оказывается недостаточно. В [10] для минимизации коэффициента передачи синфазного напряжения в дифференциальных каскадах предложен принцип собственной компенсации, связанный с введением в схему двух дополнительных контуров, связывающих нагрузку каскада с неинвертирующим входом каждого из основных транзисторов. При этом дифференциальный коэффициент усиления остается неизменным, а эффективность действия компенсирующих контуров определяется глубиной этой обратной связи. Именно поэтому динамические нагрузки, используемые в источниках тока таких каскадов, должны дополнительно обладать потенциально высоким коэффициентом передачи. Именно поэтому при их реализации необходимо ориентироваться на схему рис. 7 с повторителем на базе n-p-n транзисторов.



**Рис. 8. Структурные способы повышения Kcm**

На рис. 8 показан один из вариантов решения этой задачи для мультидифференциального симметричного каскада, где в качестве основных использованы PADJ транзисторы, а указанная обратная связь организована на базе n-p-n транзисторов совместно с источниками тока в соответствии с принципом собственной компенсации, показанной на рис. 7. Здесь оговоренная выше глубина обратной связи определяется согласно промежуточным соотношениям (19) и (20) следующим выражением:

$$K_{\Pi} = \frac{\beta_p^2}{2h_{22}^n (h_{11}^p)^2 S}, \quad (25)$$

где S - крутизна p-МОП транзистора.

Сопоставление результатов моделирования схемы при воздействии комплекса дестабилизирующих факторов – дозы радиации, потока нейтронов и температуры показывает, что увеличение коэффициента ослабления синфазного напряжения составляет 10 дБ.

#### VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Совокупность предложенных цепей собственной компенсации влияния доминирующих малосигнальных параметров p-n-p транзисторов позволяет эффективно использовать компонентный базис АБМК при создании широкой гаммы радиационно-стойких полужаказных ИС. Так, повышение дифференциальных коэффициентов усиления каскадов с динамической нагрузкой и коэффициента ослабления синфазных напряжений основных каскадов позволяет реализовать достаточно высокие качественные показатели инструментальных усилителей, входящих в состав телеметрической РЭА и систем автоматического управления космических аппаратов. В таблице 1 приведены результаты проектирования одного из типов инструментальных усилителей с использованием приведенных на рис. 7 и рис. 8 структур проектирования динамической нагрузки и входного дифференциального каскада, соответственно, что позволило получить высокие качества

Результаты моделирования инструментального усилителя

воздействие \ параметр	$K_d$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , МГц	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , кГц	$U_{др}$ , мкВ	$v$ , В/мкс	$t_n$ , мкс	$U_{сн}$ , В	$U_{вх-}$ , мВ	$U_{вых-}$ , В	$U_{вх+}$ , мВ	$U_{вых+}$ , В
$F_n = 0, D = 0, t^\circ = 0$	60	1,2	-100	5,3	-26	10	0,5	-5	-3,43	3,08	-1,2	-1,12
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2$	60	1,17	-100	2,1	-85	10	0,5	-5	-3,4	3,23	-1,4	-1,33
$D = 100$ крад	60	1,2	-100	4,2	-47	10	0,5	-5	-3,4	3,3	-1,4	-1,36
$D = 500$ крад	60	1,17	-100	2,5	-106	10	0,5	-5	-3,6	3,3	-1,4	-1,34
$t^\circ = -40^\circ \text{ C}$	60	1,48	-100	5,1	-34	11	0,5	-4	-3,2	3,12	-1,6	-1,57
$t^\circ = +80^\circ \text{ C}$	60	1,05	-100	5,1	-182	9	0,6	-4	-3,2	3,17	-1,4	-1,36
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2, D = 500$ крад, $t^\circ = -40^\circ \text{ C}$	60	1,4	-100	1,5	-184	11	0,5	-5	-3,43	3,08	-1,2	-1,12
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2, D = 500$ крад, $t^\circ = +80^\circ \text{ C}$	60	1,02	-100	1,5	-295	9	0,6	-5	-3,6	3,23	-1,4	-1,33

Примечание:  $\delta_{K_d}$  - погрешность дифференциального коэффициента усиления  $< 0,4\%$ ,  $f_{гр\_д}$ ,  $f_{гр\_сн}$  - граничные частоты диапазона рабочих частот дифференциального и синфазного напряжения,  $U_{др}$  - напряжение дрейфа нуля усилителя,  $v$  - скорость нарастания импульса по положительному и отрицательному фронтам,  $t_n$  - длительность переходного процесса выходного сигнала,  $U_{сн}$  - входные граничные напряжения при подаче синфазного сигнала на входы усилителя,  $U_{вх-}$  и  $U_{вых-}$  - входные и выходные граничные напряжения при подаче дифференциального сигнала на отрицательный вход усилителя соответственно,  $U_{вх+}$  и  $U_{вых+}$  - входные и выходные граничные напряжения при подаче дифференциального сигнала на положительный вход усилителя соответственно,  $E_n = \pm 5 \text{ В}$  - напряжения питания,  $I_n = 40 \text{ мА}$  - токи потребления.

венные показатели устройства в условиях воздействия гаммы дестабилизирующих факторов.

Приведенные в табл. 1 параметры инструментального усилителя получены моделированием в среде PSpice созданной принципиальной схемы с использованием адекватных моделей всех компонентов АБМК\_1\_4, апробированных при решении ряда практических задач. Их сравнение с функциональными аналогами показывает, что по всем качественным показателям созданный инструментальный усилитель не уступает радиационно-стойким вариантам, созданным без применения сформулированных в работе схемотехнических особенностей проектирования линейных устройств. Отметим, что приведенные схемотехнические решения не исключают возможности применения конструктивно-технологических методов повышения радиационной стойкости устройства.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Крутччинский С.Г., Титов А.Е. и др. - Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. 479 с.
- [2] Дворников О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем [ОАО «МНИПИ»] URL: <http://mnipi.com/ru/stats/duplicate-of-kompleksnyj-podxod-k-proektirovaniyu-radiaczionno-stojkix-analogovyix-mikrosxem.html> (дата обращения: 24.01.2012).
- [3] Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Kovbasuk N.I. Methods of compensation of parasitic parameters of transistors in analogue integrated circuit // Proceeding ICCSC'04. Moscow, 2004. P. 31-35.
- [4] Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах // Сборник тр. II Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем». М: ИПИМ РАН, 2006. С. 194-199.
- [5] Методы компенсации основных составляющих выходной емкости транзисторов в аналоговых микросхемах / С.Г. Крутччинский, Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк и др. // Сборник тр. II Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем». М: ИПИМ РАН, 2006. С. 223-228.
- [6] Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Starchenko E.I. Structurally topological principles of self-compensation in electronic devices // Proceeding ICCSC'04. Moscow, 2004. P. 26-30.
- [7] Крутччинский С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике. Шахты: ЮРГУЭС, 2010. 260 с.
- [8] Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов. Шахты. ЮРГУЭС, 2007. 326 с.
- [9] Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей. Шахты. ЮРГУЭС, 2006. 231 с.
- [10] Krutchinsky S.G., Titov A.E., Tsibin M.S. Structural optimization of differential stage operational amplifiers // International Conference on Signal and Electronic System (ICSES'10). Gliwice, Poland, 2010. P. 253-257.