

# БАЗОВЫЙ СТРУКТУРНЫЙ КРИСТАЛЛ MN2XA020 ДЛЯ СОЗДАНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ЯДЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

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

## **Введение.**

Известно, что главной задачей ядерной электроники является регистрация частиц и ионизирующих излучений. Существование различных источников частиц и ионизирующих излучений, отличающиеся требования к их анализу обусловили создание различных детекторов, преобразующих энергию ионизирующих излучений в электрические сигналы, и электронных устройств для измерений и обработки по определенным критериям данных об амплитуде, длительности фронтов, форме, времени поступления сигналов детекторов. Обычно предварительная обработка сигнала детектора осуществляется в аналоговой форме с помощью электронных устройств, при схемотехническом синтезе которых решается ряд специфических задач, а именно:

- выбор типа «головного» элемента, под которым понимают активный элемент, непосредственно соединенный с детектором: биполярный транзистор (БТ), полевой транзистор с р-п-переходом (ПТП), полевой транзистор со структурой металл-окисел-полупроводник (МОП);

- определение совокупности параметров и режима работы «головного» элемента: крутизны, коллекторного тока для БТ, тока стока для МОП и ПТП;

- разработка схемотехнической структуры и параметрическая оптимизация зарядочувствительных (ЗЧУ) или трансрезистивных усилителей для уменьшения уровня шумов и увеличения быстродействия;

- проектирование активных полосовых фильтров, называемых в ядерной электронике усилителями-формирователями (УФ), компараторов с целью минимизации потребляемой мощности при обеспечении требуемого быстродействия.

В ядерной электронике уровень шумов ЗЧУ обычно описывают эквивалентным шумовым зарядом ( $ENC$ , equivalent noise charge) – входным зарядом, вызывающим на выходе системы сигнал, равный среднеквадратическому значению шумов.

Подробный анализ  $ENC$ , учитывающий тип, параметры и режим работы «головного» элемента, характеристики детектора (внутреннюю емкость  $C_D$ , ток утечки), форму сигнала на выходе УФ, быстродействие системы, характеризуемое временем пика  $T_p$  (время соответствующее максимальной величине импульса на выходе УФ), позволил установить, что для малых величин  $T_p$  и больших  $C_D$  целесообразно применять ЗЧУ с головным БТ. Однако в настоящее время большинство ИС ядерной электроники изготавливают по КМОП-технологиям, которые применяют даже в тех случаях, когда отсутствует необходимость в использовании главного преимущества МОП транзисторов – предельно малого тока затвора.

Преобладающее применение КМОП- технологий при создании ИС ядерной электроники объясняется возможностью проектирования сложных аналого-цифровых устройств и относительно невысокой стоимостью их изготовления.

С нашей точки зрения, для эффективного использования преимуществ технологических маршрутов изготовления биполярных ИС, а именно возможности проектирования прецизионных и быстродействующих аналоговых микросхем, высокой радиационной стойкости, целесообразно:

- обеспечить одновременное формирование на одной полупроводниковой подложке БТ и ПТП, желательно с каналом р-типа (р-ПТП), что существенно расширит возможности создания аналоговых компонентов с малыми входными токами, а также устройств выборки и хранения (УВХ);

- для снижения стоимости изготовления осуществлять разработку микросхем на базовых кристаллах.

Такой подход был применен при создании микросхемы МН2ХА010, которая представляет собой БСК, предназначенный для проектирования аналоговых интерфейсов датчиков. МН2ХА010 содержит шестнадцать быстродействующих операционных усилителей (ОУ), малощумящие несоединенные между собой п-р-п, р-п-р, р-ПТП, резисторы, МОП-конденсаторы и небольшое количество других компонентов. К сожалению, аналоговая обработка сигналов детекторов обычно требует большого количества последовательного соединенных каскадов и поэтому разработка изделий ядерной электроники на МН2ХА010 приводит к уменьшению количества реализуемых на БСК каналов считывания сигналов и завышенному току потребления из-за избыточного быстродействия ОУ микросхемы МН2ХА010.

Целью данной статьи является рассмотрение нового БСК МН2ХА020, структура которого и схемотехника входящих в него аналоговых компонентов оптимизированы для проектирования ИС быстродействующей ядерной электроники.

### ***Выбор режима работы «головного» транзистора.***

Синтез структуры и схемотехники аналоговых компонентов БСК МН2ХА020 базируется на учете следующих основных положений по минимизации уровня шумов.

Известно, что при выборе режима работы «головного» транзистора, прежде всего, необходимо выяснить приоритеты параметров считывающей электроники: обеспечение минимального значения  $ENC$  или минимального  $ENC$  при требуемом быстродействии  $T_p$  для детектора с известной внутренней емкостью  $C_D$ .

Для оценки  $ENC$  последовательно соединенных ЗЧУ и УФ справедливы общие выражения:

$$ENC^2 = \frac{S_{NP}^2}{2} \alpha_{S2} T_p + \frac{S_{NS}^2 C_{\Sigma INP}^2}{2} \frac{\alpha_{S1}}{T_p}, \quad (1)$$

$$\alpha_{S1} = T_P \int_{-\infty}^{T_P} [W'(t)]^2 dt, \quad (2)$$

$$\alpha_{S2} = \frac{1}{T_P} \int_{-\infty}^{T_P} [W(t)]^2 dt, \quad (3)$$

где  $S_{NP}$ ,  $S_{NS}$  – спектральная плотность тока шумов (current noise spectrum) и напряжения шумов (voltage noise spectrum), приведенная к входу ЗЧУ;  $\alpha_{S1}$ ,  $\alpha_{S2}$  – коэффициенты, характеризующие форму импульса на выходе УФ, соединенного с ЗЧУ;  $C_{\Sigma INP}$  – суммарная емкость, соединенная с входом ЗЧУ;  $W(t)$  – нормированная весовая функция (weighting function), показывающая реакцию системы в момент времени  $T_P$  на  $\delta$ -импульс, поступивший на вход в момент  $t$ . Весовая функция  $W(t)$  связана с импульсной характеристикой (реакцией системы в момент времени  $t$  на  $\delta$ -импульс, поступивший на вход в момент  $t = 0$ )  $h(t)$  соотношением  $W(t) = h(T_P - t)/h(T_P)$ .

В первом случае, т.е. для обеспечения минимального значения  $ENC$ , необходимо выбрать схемотехническую структуру фильтра, определяющую величину коэффициентов  $\alpha_{S1}$ ,  $\alpha_{S2}$ , и оптимальное время пика  $T_{POPT}$ . Из (1) следует, что минимальный уровень шумов  $ENC_{MIN}$  обеспечивается при времени пика равном

$$T_{POPT} = \frac{C_{\Sigma INP} S_{NS}}{S_{NP}} \sqrt{\frac{\alpha_{S1}}{\alpha_{S2}}}, \quad (4)$$

и составит

$$ENC_{MIN}^2 = C_{\Sigma INP} S_{NS} S_{NP} \sqrt{\alpha_{S1} \alpha_{S2}}. \quad (5)$$

При оценках уровня шумов системы, состоящей из ЗЧУ и УФ, обычно полагают, что преобладающий вклад вносит «головной» транзистор. При этом для «головного» БТ будут справедливы соотношения

$$C_{\Sigma INP} = C_D + C_F + C_{INP} + C_{STR}, \quad (6)$$

$$S_{NP}^2 = 2q \left( I_B + \frac{2kT}{qR_F} \right), \quad (7)$$

$$S_{NS}^2 = 4kT \left( \frac{1}{2g_M} + \frac{(C_D + C_F + C_{STR})^2}{C_{\Sigma INP}^2} R_B \right), \quad (8)$$

где  $C_{INP}$ ,  $C_{STR}$ ,  $C_F$  – входная емкость «головного» БТ, паразитная емкость, соединенная с входом ЗЧУ, емкость конденсатора обратной связи ЗЧУ;  $q$  – заряд электрона;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $g_M \approx I_E/\varphi_T$  – крутизна «головного» БТ;  $\varphi_T$  – температурный потенциал;  $I_B$ ,  $I_E$  – базовый и эмиттерный ток «головного» БТ;  $R_B$  – сопротивление базы «головного» БТ;  $R_F$  – сопротивление резистора обратной связи ЗЧУ.

Для сигнала детектора в виде токового  $\delta$ -импульса минимальный уровень шумов достигается при импульсной характеристике УФ с симметричным экспоненциальным фронтом нарастания и спада, т.е.

$h(t) = \exp\left(-\frac{|t|}{T_P}\right)$ . Для такого УФ  $\alpha_{S1} = \alpha_{S2} = 1$ , но такие устройства не реализуемы в полупроводниковом исполнении.

В микросхемах чаще всего применяют УФ содержащие одну дифференцирующую и  $N$  интегрирующих цепей, так называемые  $CR-RC^N$  формирователи. Для них при  $N = 1$ ,  $\alpha_{S1} = \alpha_{S2} = 1,85$ , а при  $N = 7$ ,  $\alpha_{S1} = 2,53$ ,  $\alpha_{S2} = 0,67$ . Следовательно, в соответствии с (5) минимальный уровень шумов  $CR-RC^7$  формирователя будет на 30 % меньше, чем  $CR-RC$ , но значительно возрастет потребляемая УФ мощность и занимаемая площадь кристалла.

Во втором случае, для достижения минимального  $ENC$  при требуемом быстродействии  $T_P$  рекомендуется установить оптимальную величину эмиттерного тока  $I_{EOPT}$  «головного» БТ:

$$I_{EOPT} = \frac{\varphi_T(C_D + C_F + C_{INP} + C_{INP})}{T_P} \sqrt{\frac{\alpha_{S1}}{\alpha_{S2}}} \beta, \quad (9)$$

$$ENC_{MIN}^2 = 2kT(C_D + C_F + C_{INP} + C_{INP}) \sqrt{\frac{\alpha_{S1}\alpha_{S2}}{\beta}}, \quad (10)$$

где  $\beta$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером «головного» БТ в рабочем режиме.

Выражение (10) справедливо в том случае, когда можно пренебречь сопротивлением базы и падение напряжения на резисторе  $R_F$ , вызванное базовым током  $I_B$  «головного» транзистора, намного больше  $2\varphi_T$ , т. е.  $R_F I_B \gg 2\varphi_T$ .

Таким образом, при схемотехническом синтезе считывающих каналов ядерной электроники рекомендуется:

- применять  $CR-RC^N$  формирователи с максимальным количеством интегрирующих цепей, ограниченным только требованием к максимальной потребляемой мощности канала. Кроме того, для уменьшения склонности к самовозбуждению количество интегрирующих цепей должно быть нечетным;
- предусматривать регулировку  $I_E$  «головного» БТ;
- обеспечивать возможность изменения  $C_F$  и  $R_F$  ЗЧУ и времени пика УФ.

#### **Особенности структуры и электрической схемы.**

БСК МН2ХА020 состоит из 8-ми одинаковых считывающих каналов, блока смещения и выходного усилителя. Каждый считывающий канал включает ЗЧУ, УФ типа  $CR-RC^3$ , УВХ и элементы мультиплексора. Рассмотрим функционирование ЗЧУ и УФ, определяющих уровень шумов и быстродействие.

ЗЧУ (рис. 1) реализован на основе инвертирующего усилителя напряжения, охваченного отрицательной обратной связью через цепь  $C_{F1}$ ,  $R_{F1}$ .



Транзистор J1 применен для увеличения  $K_V$  и выполнения условия (12), т.к. выходное малосигнальное сопротивление р-ПТП для используемого технологического маршрута значительно больше, чем для р-п-р БТ.

В усилителе напряжения предусмотрена возможность плавной регулировки коллекторного тока транзисторов Q1, Q25 изменением потенциала в узлах pR1, nR1, которая выполняется внешним резистором в блоке смещения.

Коллекторный ток «головного» транзистора Q36 определяется соотношением

$$I_{C36} = \frac{V_{BE20}}{R_{15}} + I_{E20}, \quad (13)$$

где  $I_{C36}$ ,  $I_{E20}$  – коллекторный ток транзистора Q36 и эмиттерный ток Q20 соответственно,  $V_{BE20}$  - падение напряжения на эмиттерном переходе Q20,  $R_{15}$  - сопротивление резистора R15.

Для типовых параметров примененных интегральных элементов максимальное значение токов составит  $I_{C36MAX} \approx 725$  мкА,  $I_{E20MAX} \approx 235$  мкА и может быть уменьшено внешним резистором в блоке смещения (за счет изменения коллекторного тока Q1) до значений  $I_{C36MIN} \approx 517$  мкА,  $I_{E20MIN} \approx 30$  мкА.

В БСК предусмотрена возможность изменением металлизированных межсоединений программировать параметры основных пассивных элементов ЗЧУ:  $R_{15} - 420$  Ом, 650 Ом, 1,3 кОм, 1,95 кОм;  $R_{F1} - 10$  кОм, 20 кОм, 100 кОм, 110 кОм, 120 кОм;  $C_{F1} -$  от 0,1 пФ до 3,3 пФ. При этом допустимо дискретно варьировать коллекторный ток «головного» транзистора Q36 в пределах от 360 мкА до 1,95 мА, а время пика на выходе ЗЧУ – от 11,4 нс до 65,5 нс.

Первый каскад УФ с регулировкой формы (амплитуды и длительности) выходного импульса напряжения показан на рис. 2. Он содержит два параллельно соединенных дифференциальных каскада (ДК). Коэффициент усиления первого ДК (Q2, Q3, Q39, Q40, Q56, Q57) регулируется ячейкой Гильберта Q26-Q29 при подаче напряжения между соединенными базами транзисторов Q26, Q29 (узел G+) и Q27, Q28 (узел G-). Аналогично для второго ДК (Q4, Q5, Q41, Q42, Q58, Q59) усиление регулируется второй ячейкой Гильберта Q11-Q14 при изменении напряжения между соединенными базами транзисторов Q11, Q14 (узел T+) и Q12, Q13 (узел T-).

Постоянные времени в основных цепях могут дискретно программироваться при изменении межсоединений элементов. Так,  $R_{18} = R_{19} = R_{20} = R_{21} = 1,3$  кОм (могут быть 420 Ом, 650 Ом, 1,3 кОм, 1,95 кОм),  $R_{25} = R_{26} = 5$  кОм,  $R_{17} = R_{27} = 20$  кОм (от 5 кОм до 30 кОм с шагом 5 кОм),  $R_{33} = R_{34} = 25$  кОм (от 5 кОм до 30 кОм с шагом 5 кОм),  $C_{M1} = 8,6$  пФ (может быть уменьшена до 0,1 пФ),  $C_5 = C_6 = 2$  пФ (может быть изменена от 0,1 пФ до 3 пФ).

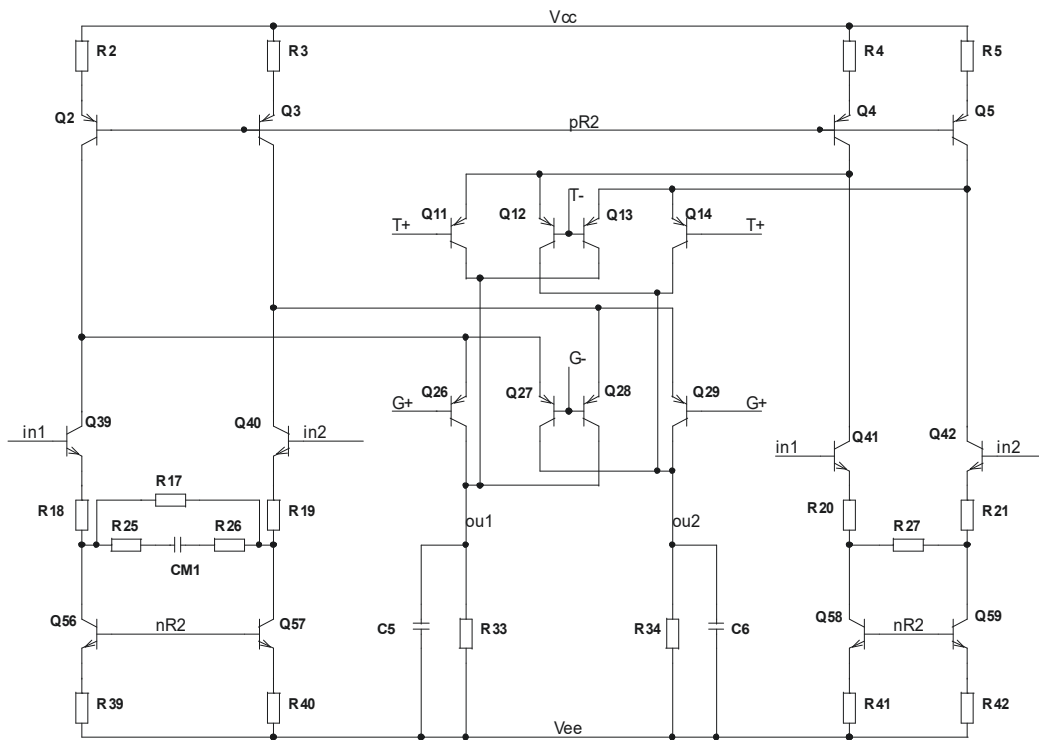


Рис. 2. Электрическая схема первого каскада УФ с регулировкой формы выходного сигнала

Второй каскад УФ представляет собой упрощенный вариант схемы, показанной на рис.2, без регулировки формы выходного импульса напряжения, но с возможностью изменения постоянных времени в тех же диапазонах, как и в первом каскаде.

Особенностью третьего каскада УФ, приведенного на рис. 3, является возможность плавной регулировки постоянного синфазного напряжения по выходам  $inV$ ,  $niV$  напряжением, подаваемым в узел  $VCM$ , а также наличие мощных эмиттерных повторителей  $Q21$ ,  $Q34$ ,  $Q37$ ,  $Q47$  и  $Q22$ ,  $Q35$ ,  $Q38$ ,  $Q48$  соответственно по выходам  $niV$  и  $inV$ . Емкость конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  составляет 3,95 пФ и может быть уменьшена, при необходимости, до 0,1 пФ.

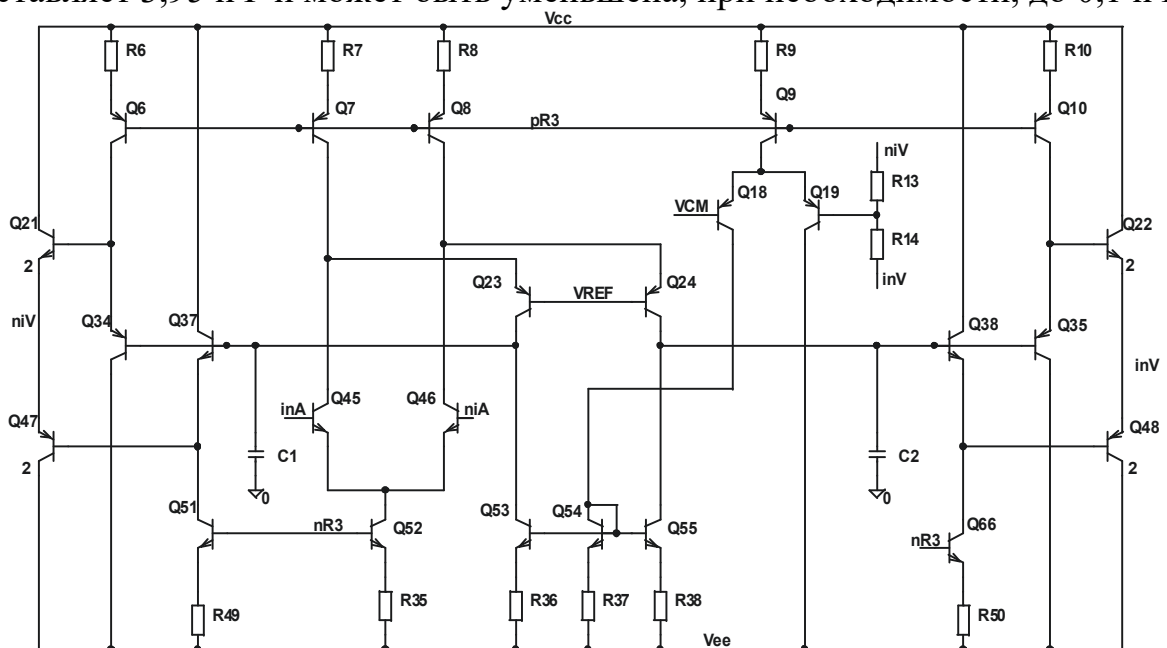


Рис. 3. Электрическая схема третьего каскада УФ

Блок смещения содержит:

- ЗЧУ, идентичный показанному на рис. 1, вход которого является "плавающим". Этот ЗЧУ применяется для создания опорного напряжения на одном из входов первого каскада УФ;
- набор одинаковых каскадов Q69, Q70, Q71, Q74, Q77 (рис. 4), предназначенных для формирования напряжения в  $i$ -тых узлах  $nR_i$ ,  $pR_i$  при соединении узлов  $B_i$  через резисторы  $R_{B_i}$  с шиной нулевого потенциала,
- два одинаковых каскада Q67, Q68, Q72, Q73, Q75, Q76, Q78-Q81 (рис. 4), задающих напряжение между узлами  $G^+$  и  $G^-$  ( $T^+$  и  $T^-$ ) при подаче управляющего напряжения в узел  $G_c$  ( $T_c$ ).

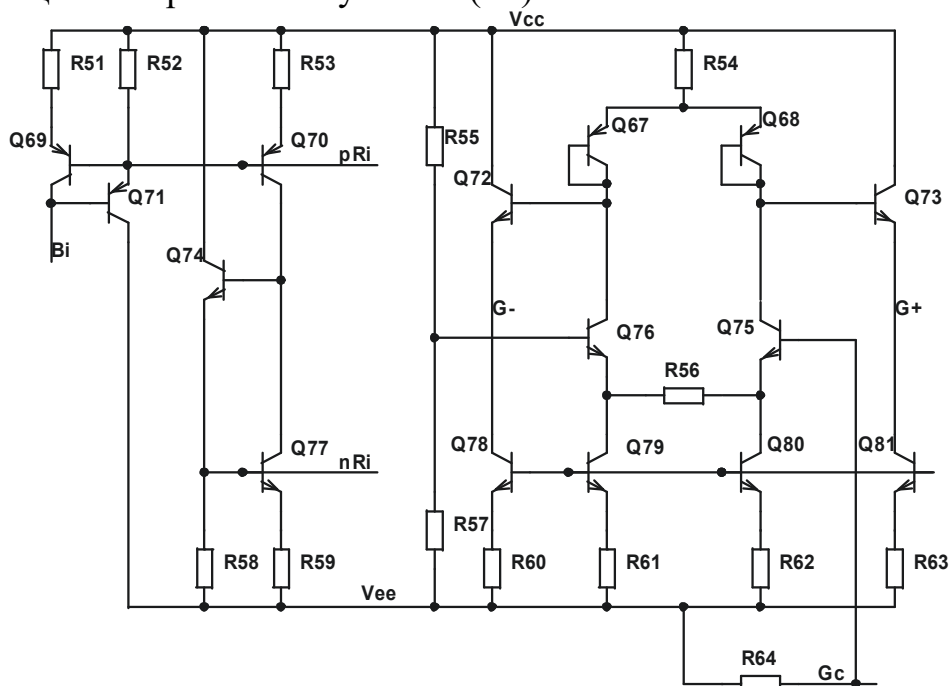


Рис. 4. Электрическая схема типовых каскадов блока смещения

Функционирование полного канала считывания БСК МН2ХА020 иллюстрируют результаты моделирования (рис. 5) выходных сигналов ЗЧУ, первого, второго и третьего каскадов УФ, полученные для типовых значений питающих и опорных напряжений ( $V_{CC} = 5$  В,  $V_{EE} = -5$  В,  $V_{CM} = 0$ ,  $V_{GC} = V_{TC} = -3$  В,  $R_{B_i} = 15$  кОм).

При необходимости, время пика можно варьировать изменением коллекторного тока «головного» транзистора Q36, съемом сигнала с любого каскада УФ (от первого до третьего), изменением  $RC$ -постоянных УФ. Количество доступных значений  $T_p$  довольно велико. Так, при моделировании были получены  $T_p$  в диапазоне от 52 нс до 206 нс при  $C_D = 100$  пФ и входном токовом  $\delta$ -импульсе

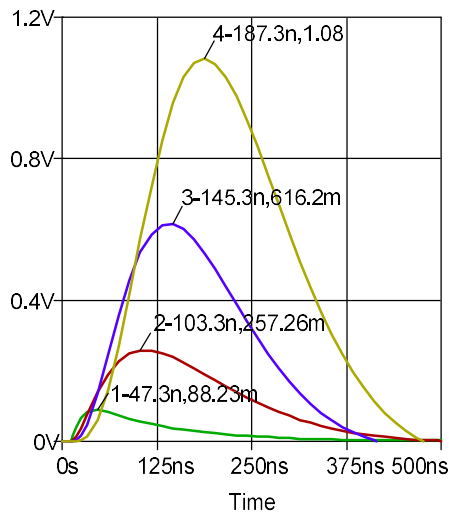


Рис. 5. Результаты моделирования выходного напряжения последовательно соединенных каскадов БСК при входном сигнале в виде токового  $\delta$ -импульса с зарядом 100 фКл, поступающим в момент времени  $t = 10$  нс, и  $C_D = 100$  пФ: 1 - между выходами основного и опорного ЗЧУ; 2 - между выходами первого каскада УФ; 3 - между выходами второго каскада УФ; 4 - между выходами третьего каскада УФ

### **Экспериментальные результаты.**

К настоящему времени на БСК МН2ХА020 разработаны и изготовлены две полузаказные ИС:

- МН2ХА020-01 – 8-ми канальная микросхема зарядочувствительного усилителя- формирователя с регулируемыми параметрами, упрощенный топологический чертеж которой показан на рис. 6, а структурная схема одного канала - на рис. 7;

- МН2ХА020-02 – 8-ми канальная микросхема зарядочувствительного усилителя- формирователя с УВХ в каждом канале и мультиплексором.

Каждый канал микросхемы МН2ХА020-01 содержит ЗЧУ (PRE на рис. 7) и последовательно соединенные каскады УФ (SH-1, SH-2, SH-3). Токозадающие узлы всех каналов  $nR1$ ,  $pR1$ ,  $nR2$ ,  $pR2$ ,  $nR3$ ,  $pR3$ , а также управляющие узлы всех каналов  $G+$ ,  $G-$ ,  $T+$ ,  $T-$  соединены с одноименными узлами в блоке смещения. Входы  $in1$  первых каскадов УФ соединены между собой и подключены к выходу опорного ЗЧУ с "плавающим" входом, расположенного в блоке смещения. На все узлы VREF ЗЧУ поступает управляющее напряжение  $V_{R1}$ , на узлы VS - нулевой потенциал, на узлы VREF УФ - управляющее напряжение  $V_{R2}$ , на узлы VCM третьего каскада УФ -  $V_{CM}$ . Следует заметить, что внутри канала происходит обработка дифференциального сигнала, что существенно уменьшает влияние наводок и перекрестные помехи между каналами, а уровень постоянного напряжения на выводах третьего каскада УФ  $ou+$  и  $ou-$  при отсутствии сигнала может регулироваться в широком диапазоне управляющим напряжением  $V_{CM}$ . Кроме того, снимая сигнал между выходами  $ou+$  и  $ou-$  можно в 2 раза увеличить коэффициент преобразования  $K_{QV}$ .

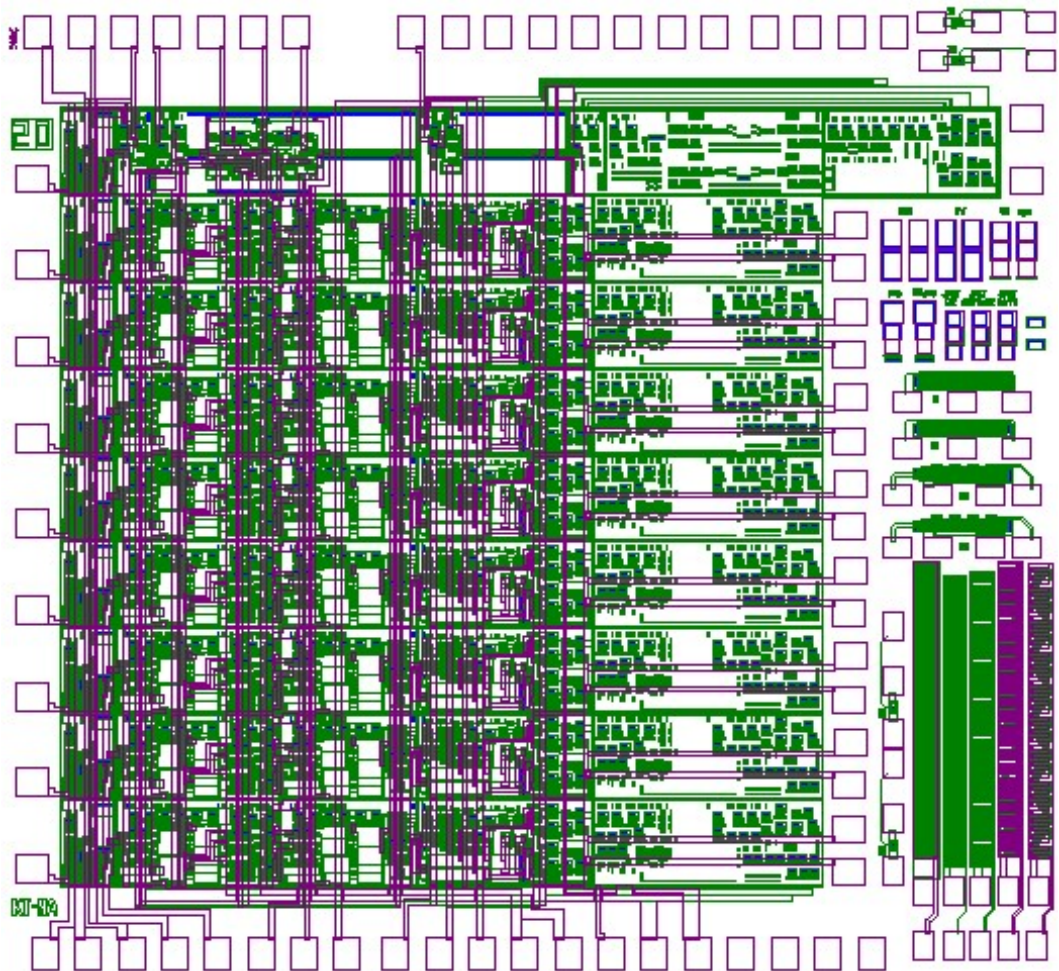


Рис. 6. Упрощенный топологический чертеж микросхемы МН2ХА020-01 с тестовыми структурами (справа) для контроля параметров технологического процесса

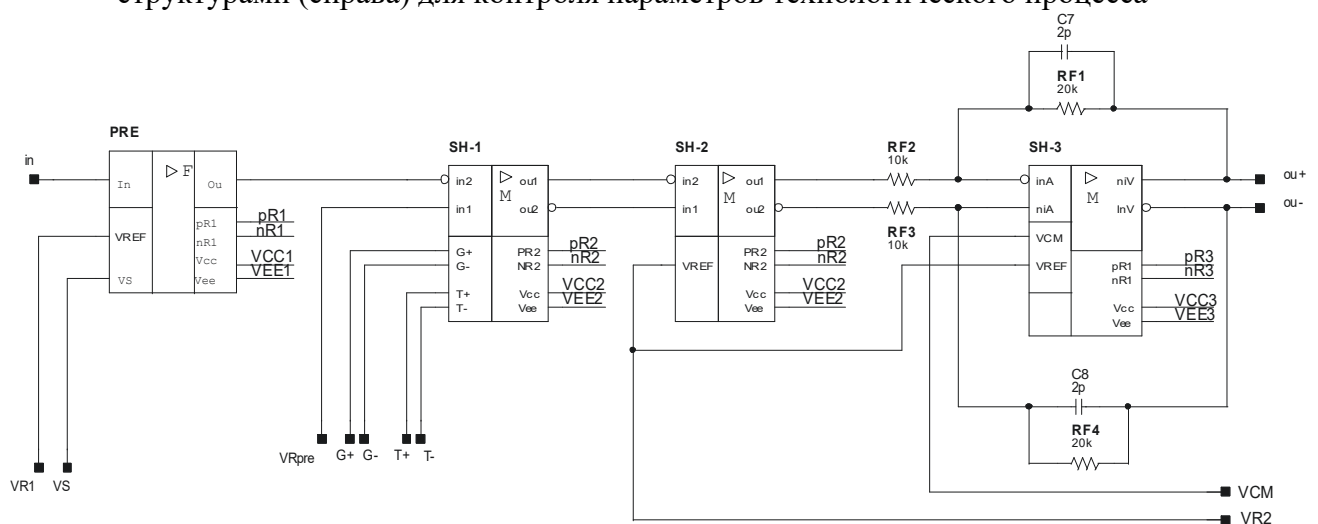


Рис. 7. Структурная схема одного канала микросхемы МН2ХА020-01

Экспериментальные образцы микросхемы МН2ХА020-01 были изготовлены в ОАО “ИНТЕГРАЛ” (<http://www.integral.by/>). Измерения микросхем выполнялись с помощью комплекта оборудования, включающего двухканальный генератор сигналов AFG3152C, набор фиксированных аттенюаторов, осциллограф MDO3052, двухканальный лабораторный

источник питающих напряжений, систему сбора данных 34970А с набором модулей.

Основные результаты измерений приведены в табл. и на рис. 8-11.

Таблица. Основные свойства и параметры микросхемы МН2ХА020-01

Наименование	Величина
Количество каналов	8
Структура канала считывания	ЗЧУ, УФ типа $CR-RC^3$ , парафазный выход, плавная регулировка коэффициента преобразования и уровня постоянного выходного напряжения, электронная компенсация "хвоста"
Элементная база	п-р-п, р-п-р, р-JFET, полупроводниковые резисторы, МОП- конденсаторы
Размер кристалла, мм	3,85*4,1
Применяемый корпус	Н16.48-1ВН УФО.481.005 ТУ
Напряжение питания $V_{CC}$ , $V_{EE}$ , В	0; $\pm (5 \pm 0,5)$
Потребляемая мощность $P$ , мВт/ канал	<20
Опорные и управляющие напряжения, В $V_{R1}$ $V_{R2}$ $V_{CM}$ , $V_{GC}$ , $V_{TC}$	от 1,2 до 2,0 $V_{CC}/2$ от - 2,5 до 2,5
Рекомендуемый диапазон емкостей детектора $C_D$ , пФ	от 10 до 100
Максимально допустимая емкость детектора $C_{DMAX}$ , пФ	500
Номинальный входной заряд $Q_{INP}$ , фКл	50
Эквивалентный шумовой заряд в зависимости от емкости детектора $ENC$ , электронов	<1800+15* $C_D$ [пФ]
Максимальное выходное напряжение $V_{OUMAX}$ , В	$\pm 2,5$
Максимальный коэффициент преобразования входного заряда в напряжение по выходу $ou+$ и $ou-$ $K_{QV}$ (при $C_D < 5$ пФ), мВ/фКл	5,5
Максимальный коэффициент преобразования входного заряда в напряжение между выходами $ou+$ и $ou-$ $K_{QVD}$ (при $C_D < 5$ пФ), мВ/фКл	11,0
Время пика $T_P$ (при $C_D$ от 10 пФ до 500 пФ), нс	от 130 до 210
Минимальное сопротивление нагрузки $R_{LOADMIN}$ , Ом	500
Разброс коэффициента преобразования между каналами $\Delta K_{QV}$ , %	не более 10,0

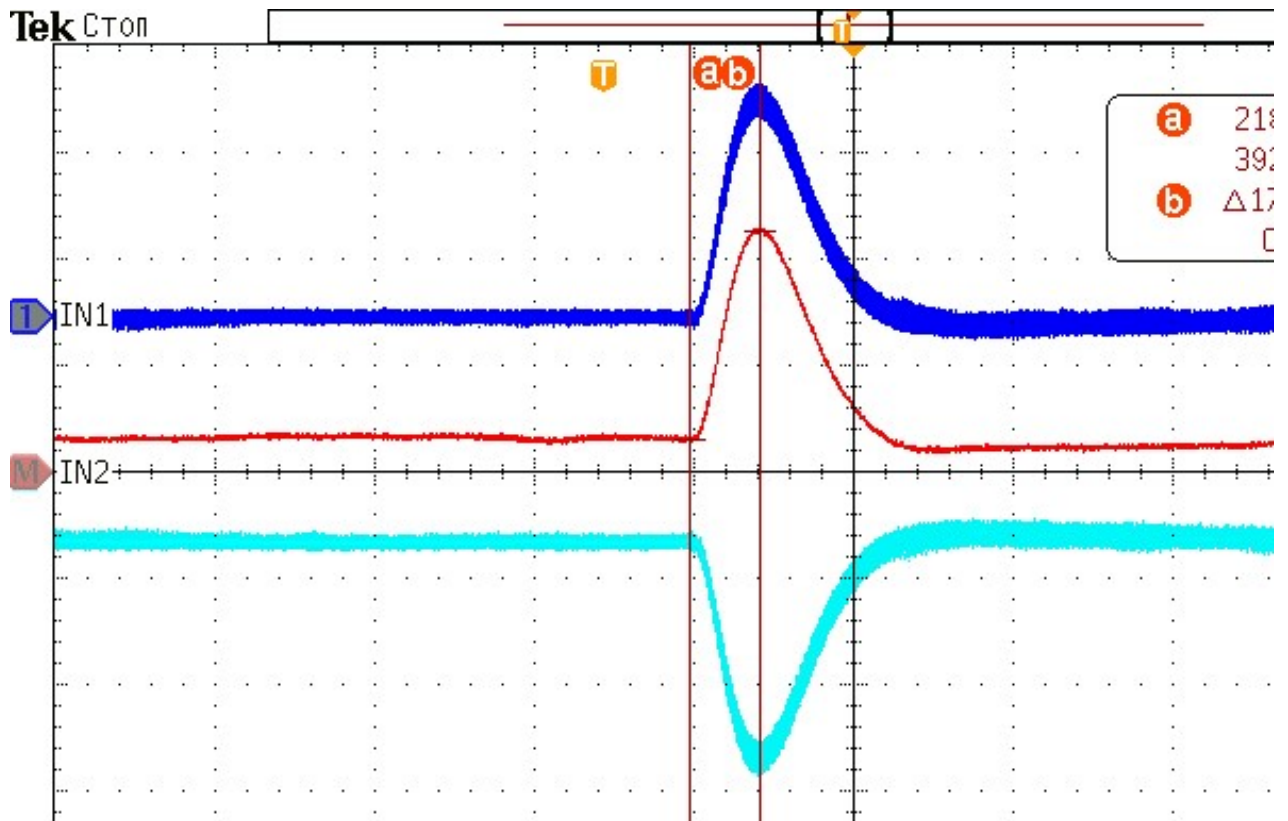


Рис. 8. Осциллограммы сигналов на выходе  $ou+$  (верхняя кривая), между выходами  $ou+$  и  $ou-$  (средняя кривая), на выходе  $ou-$  (нижняя кривая) при входном сигнале в виде токового дельта- импульса с зарядом  $Q_{INP} \approx 210$  фКл,  $C_D = 5$  пФ,  $R_{LOAD} = 2$  кОм,  $V_{GC} = V_{TC} = 3$  В

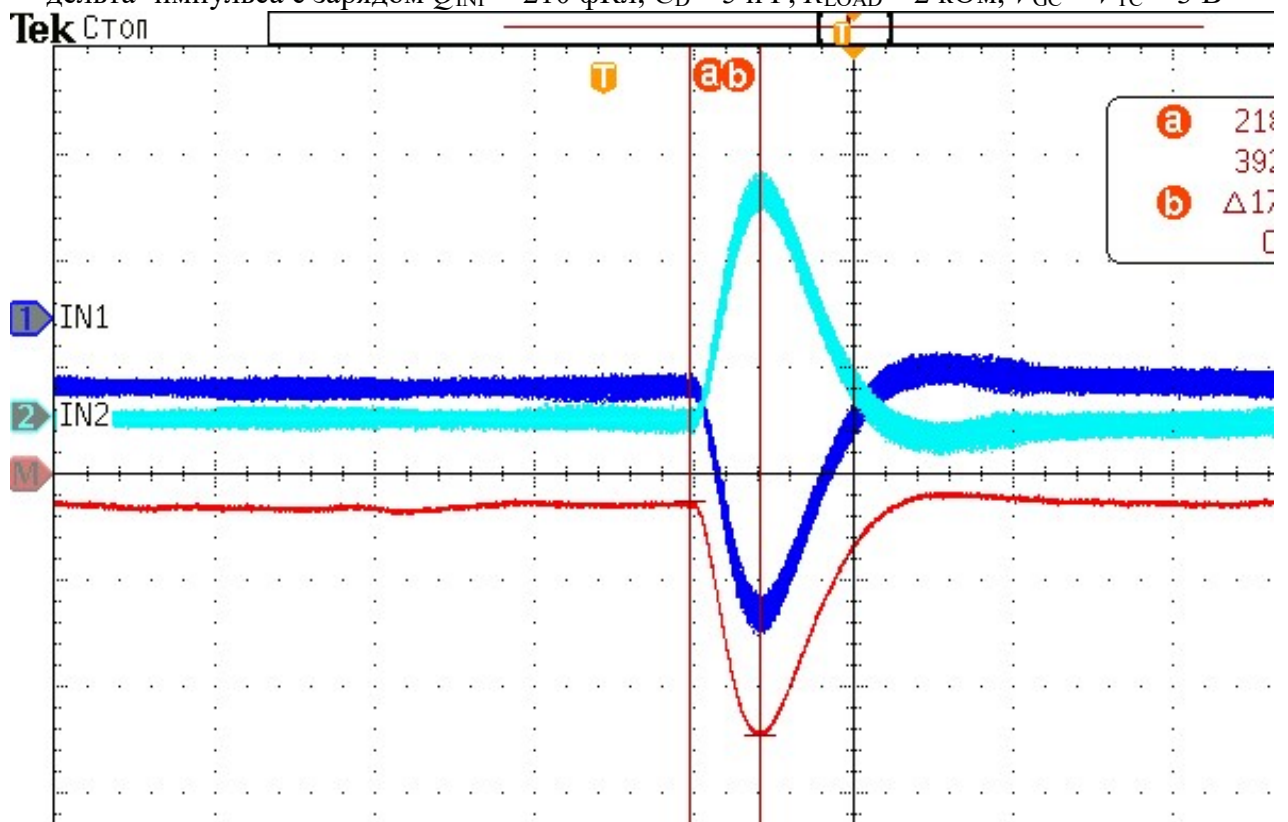
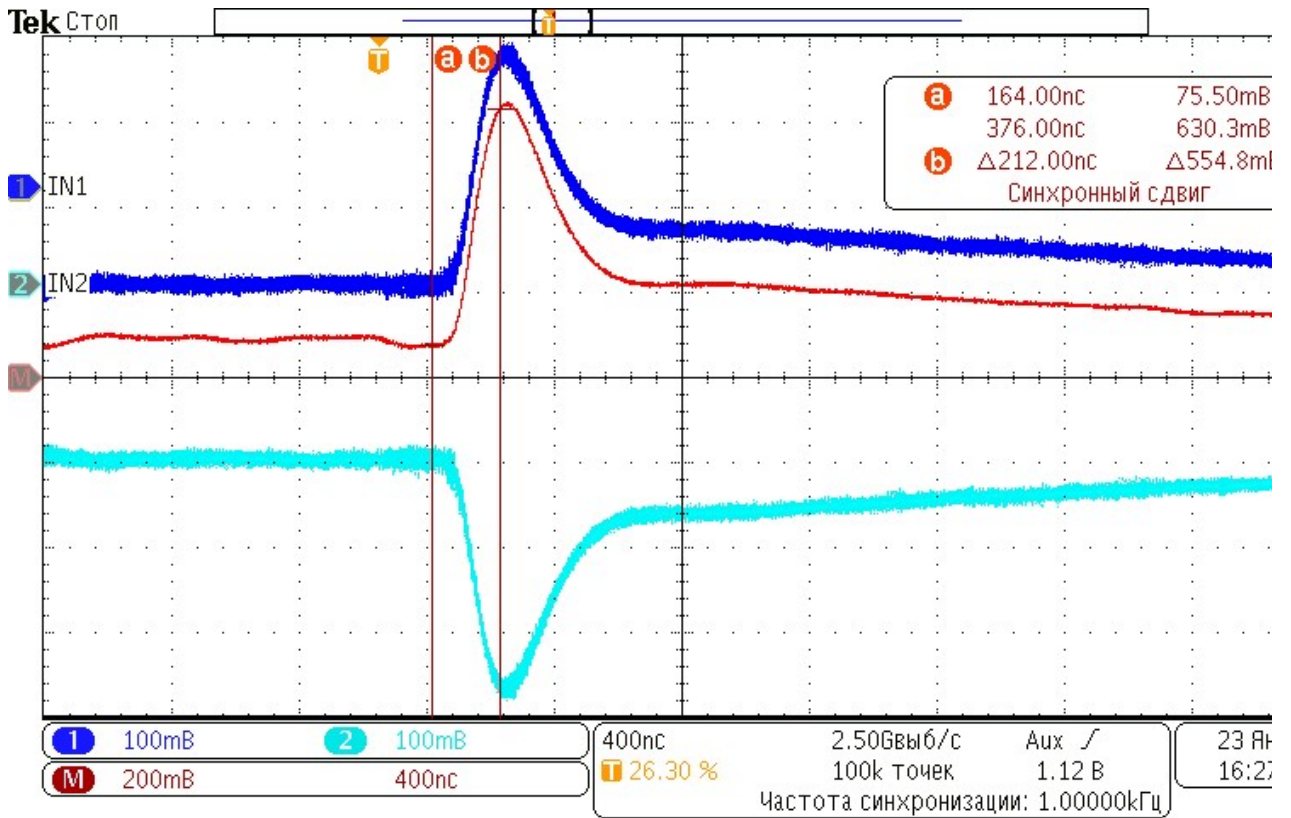
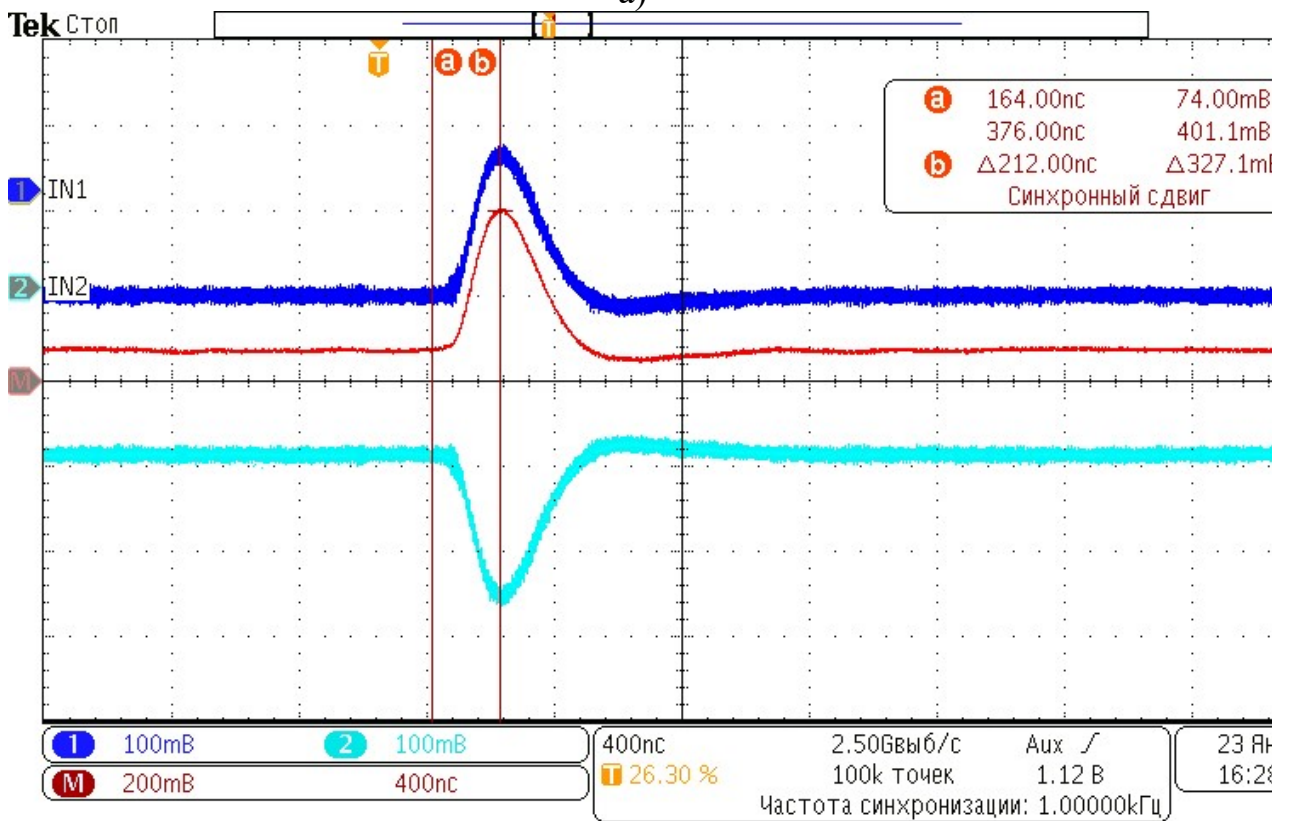


Рис. 9. Осциллограммы сигналов на выходе  $ou+$  (верхняя кривая),  $ou-$  (средняя кривая), между выходами  $ou+$  и  $ou-$  (нижняя кривая) при входном сигнале в виде токового дельта- импульса с зарядом  $Q_{INP} \approx 210$  фКл,  $C_D = 5$  пФ,  $R_{LOAD} = 2$  кОм,  $V_{GC} = V_{TC} = -3$  В



а)



б)

Рис. 10. Осциллограммы сигналов на выходе  $ou+$  (верхняя кривая), между выходами  $ou+$  и  $ou-$  (средняя кривая), на выходе  $ou-$  (нижняя кривая) при входном сигнале в виде суммы токового дельта- импульса с зарядом  $Q_{INP} \approx 100$  фКл и экспоненциально спадающего токового сигнала с амплитудой 1 мкА и постоянной времени спада 10 мкс,  $C_D = 5$  пФ,

$$R_{LOAD} = 2 \text{ кОм}, V_{GC} = 3 \text{ В:}$$

$$\text{а) } V_{TC} = 3 \text{ В, б) } V_{TC} = 0,7 \text{ В}$$

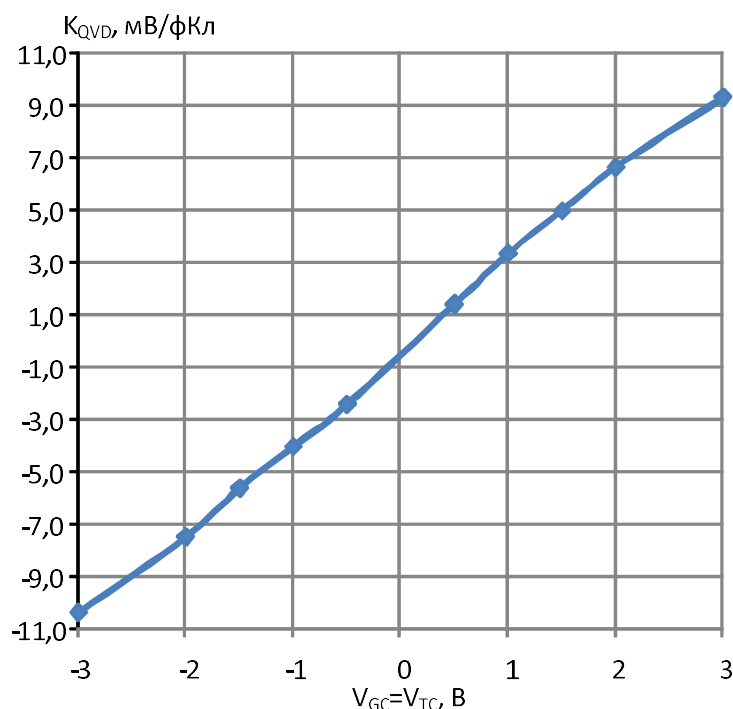


Рис. 11. Зависимость коэффициента преобразования входного заряда в напряжение между выходами  $ou+$  и  $ou-$  от управляющих напряжений  $V_{GC}$  и  $V_{TC}$  при входном сигнале в виде токового дельта- импульса с зарядом  $Q_{INP} \approx 210$  фКл,  $C_D = 5$  пФ,  $R_{LOAD} = 2$  кОм

Анализ результатов измерений позволяет сделать ряд выводов.

Для входного сигнала в виде токового дельта- импульса,  $C_D = 5$  пФ и сопротивления нагрузки  $R_{LOAD} = 2$  кОм канал считывания обеспечивает  $T_p \approx 174$  нс, разную полярность и практически одинаковое значение коэффициента преобразования по выходам  $ou+$  и  $ou-$  и удвоенную величину коэффициента преобразования (9,3 мВ/фКл) при съеме сигнала между выходами  $ou+$  и  $ou-$  (рис. 8).

Одновременное изменение управляющих напряжений  $V_{GC}$  и  $V_{TC}$  от 3 В до -3 В позволяет уменьшить амплитуду и инвертировать полярность импульсов на выходах  $ou+$ ,  $ou-$  и между выходами  $ou+$  и  $ou-$  (рис. 9). Таким образом осуществляется плавная регулировка коэффициента преобразования от 9,3 мВ/фКл до -10,4 мВ/фКл для  $Q_{INP} \approx 210$  фКл,  $C_D = 5$  пФ,  $R_{LOAD} = 2$  кОм (рис. 11). Регулировка коэффициента преобразования необходима для расширения диапазона допустимых значений входного заряда.

Разработанный канал считывания позволяет компенсировать влияние медленной составляющей входного сигнала на форму выходного импульса, т.е. осуществить так называемую «компенсацию хвоста» (tail cancellation).

Так, на рис. 10 приведены осциллограммы выходных импульсов, когда на вход поступают два сигнала: токовый дельта- импульс с зарядом  $Q_{INP} \approx 100$  фКл и экспоненциально спадающий токовый сигнал с амплитудой 1 мкА, постоянной времени спада около 10 мкс, причем максимум экспоненциально спадающего сигнала совпадает с моментом поступления дельта- импульса.

На рис. 10а показан сигнал между выходами  $ou+$  и  $ou-$ , который содержит составляющую около 140 мВ медленно спадающую с течением

времени («хвост») и превышающий этот "хвост" почти на 410 мВ пик с  $T_p \approx 212$  нс.

Подача управляющего сигнала  $V_{TC} = 0,7$  В приводит к полной компенсации «хвоста» выходного сигнала (рис. 10б) с сохранением времени пика  $T_p \approx 212$  нс и уменьшением его амплитуды до 327 мВ.

Если во входном сигнале будет медленная составляющая с иной постоянной времени, то уменьшение ее влияния может быть получено путем изменения управляющего напряжения  $V_{TC}$ .