МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2021, том 50, № 3, с. 236–240

МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 621.382

ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ПСЕВДОДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВЫХОДОМ

© 2021 г. Э. В. Аткин[a], В. В. Шумихин[a, *]

[a] *Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ, Каширское шоссе, 31, Москва, 115409 Россия*

**E-mail: vvshumikhin@mephi.ru*

Поступила в редакцию 06.07.2020 г.
После доработки 24.08.2020 г.
Принята к публикации 14.10.2020 г.

Приводятся результаты проектирования схемы зарядочувствительного усилителя (**ЗЧУ**) с псевдодифференциальным выходом. ЗЧУ предназначен для работы с сигналами обеих полярностей в динамическом диапазоне до 100 фКл и паразитными емкостями детектора до 100 пФ. Для формирования псевдодифференциального сигнала был использован фильтр низких частот первого порядка, имеющий граничную частоту на уровне нескольких герц. ЗЧУ разработан по КМОП-технологии с проектной нормой 180 нм.

DOI: 10.31857/S0544126921020034

ВВЕДЕНИЕ

Зарядочувствительные усилители предназначены для преобразования токового детекторного сигнала в напряжение и традиционно имеют недифференциальный вход и выход. Это связано с тем, что большинство современных детекторов частиц предполагают однофазное (в англ. single-ended) считывание сигнала [1]. В то же время, усложнение считывающей специализированной микроэлектроники, использование современных субмикронных технологий приводит к увеличению влияния помех и паразитных сигналов как на работу зарядочувствительного усилителя, так и всего аналогового канала. Как правило, аналоговый канал в современной многоканальной микросхеме считывания содержит ЗЧУ, усилитель-формирователь (**УФ**) и аналого-цифровой преобразователь (**АЦП**). Для уменьшения помех и паразитных сигналов структура аналогового канала должна быть дифференциальной.

Для преобразования однофазного детекторного сигнала в дифференциальный, обычно используется балансная схема ЗЧУ или следующего за ним УФ, если преобразование сигнала производится после первого каскада усилителя формирователя (УФ1). В таком случае усилитель-формирователь должен быть как минимум двухкаскадным (УФ1, УФ2) (см. рис. 1). При этом балансная схема должна полностью повторять схему ЗЧУ или УФ и как следствие занимает существенную площадь на кристалле.

В статье описывается схема формирования балансного сигнала на выходе ЗЧУ за счет использования фильтра низких частот. Фильтр построен на основе однотранзисторного эквивалентного высокоомного сопротивления (построенного по схеме МОП-БТ псевдорезистора [2–4]) и конденсатора, в качестве которого использована подзатворная емкость МОП транзистора. Использование такой структуры фильтра позволило умень-

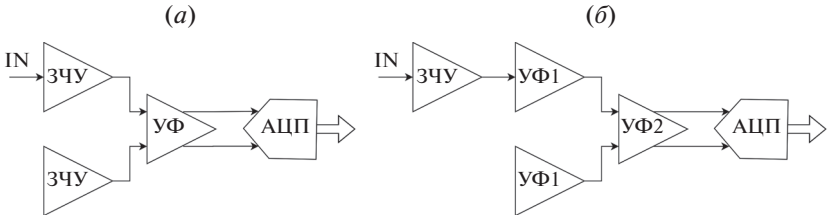

Рис. 1. Структура канала с балансным ЗЧУ (*а*), с балансным УФ (*б*).

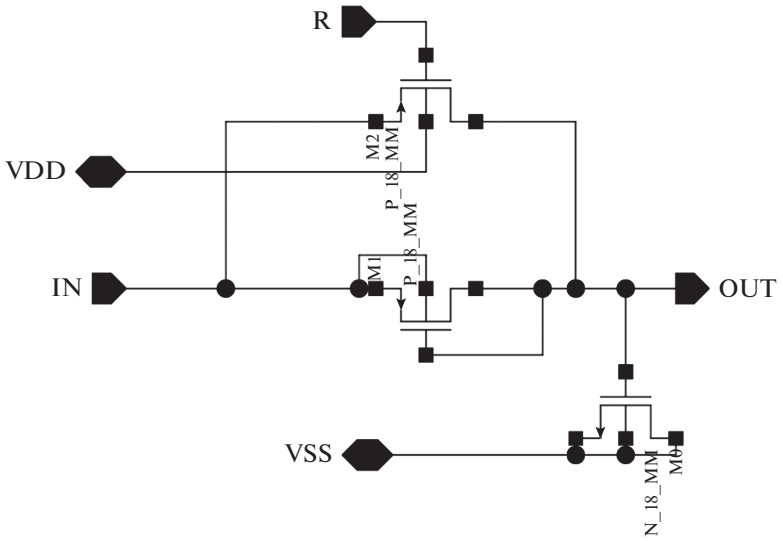

Рис. 2. Фильтр нижних частот.

шить как площадь, занимаемую на кристалле, так и потребляемую мощность канала.

Схема ЗЧУ с псевдодифференциальным выходом разработана по КМОП технологии с проектной нормой 180 нм компании UMC и апробирована при проектировании аналогового канала микросхемы считывания сигналов газовых лавинных (GEM) детекторов.

ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

Для создания псевдодифференциального выходного сигнала на выходе ЗЧУ был использован фильтр нижних частот (**ФНЧ**) с полосой пропускания около 1 Гц. ФНЧ значительно ослабляет (подавляет) переменный сигнал от ЗЧУ, пропуская фактически только его постоянную составляющую. Для создания узкой полосы пропускания был использован псевдорезистор, построенный на транзисторе M1 (см. рис. 2) и конденсатор на транзисторе M0. Дополнительный транзистор M2 предназначен для регулировки и/или отключения фильтра.

Емкость конденсатора фильтра была выбрана величиной 4.15 пФ. Она была реализована в виде подзатворной емкости транзистора M0, имеющего топологический размер 29 × 20 мкм. MIM (метал-диэлектрик-метал) конденсатор такого номинала занимал бы в 7.3 раза большую площадь на кристалле.

Псевдорезистор реализован на *p*-канальном МОП транзисторе, работающем в подпороговой области. Вольт-амперная характеристика псевдорезистора показана в двух масштабах соответственно на рис. 3. Так как амплитуда на выходе усилителя ограничена, и не превышает ±200 мВ, то напряжение $U_{\text{си}}$ псевдорезистора также не превышает это значение. Таким образом в схеме ЗЧУ псевдорезистор всегда работает в диапазоне, показанном на рис. 3*б*. Для этого диапазона эквивалентное сопротивление псевдорезистора сохраняется в гигаомном диапазоне. Нелинейность характеристики псевдорезистора не является недостатком фильтра, так как цель его использования – полное подавление сигнала. В тоже время экспоненциальное возрастание тока при большом $U_{\text{си}}$, позволяет фильтру быстрее выйти на режим при включении питания, за счет более быстрой зарядки емкости.

В зависимости от соотношения потенциалов на входном ($U_{\text{вх}}$) и выходном ($U_{\text{вых}}$) выводе псевдорезистора на его вольтамперной характеристике (рис. 3*а*) можно выделить две основные области. При $U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}}$ псевдорезистор работает в подпороговой области формирующего его длинноканального *p*-МОП транзистора. При этом в зависимости от длины канала этого транзистора (на рис. 3*а* и 3*б*, для примера отражены результаты параметрического анализа для L = 1, 5 и 10 мкм) возможна минимизация протекающего тока между областями стока и истока ценой увеличения величины длины канала L. В рассматриваемой схеме ЗЧУ длина канала выбрана L = 5 мкм. При этом как видно из рис. 3*б*, в типовом рабочем диапазоне сигналов ЗЧУ до –200 мВ подпороговый ток не превышает величину 10 пА. Эквивалентное динамическое сопротивление псевдорезистора не опускается ниже 4 ГОм.

При $U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}}$ протекание тока через псевдорезистор определяется паразитным (конструктивным) *pn*-переходом (диодом) между истоком *p*-МОП транзистора (область типа *p*+) и карма-

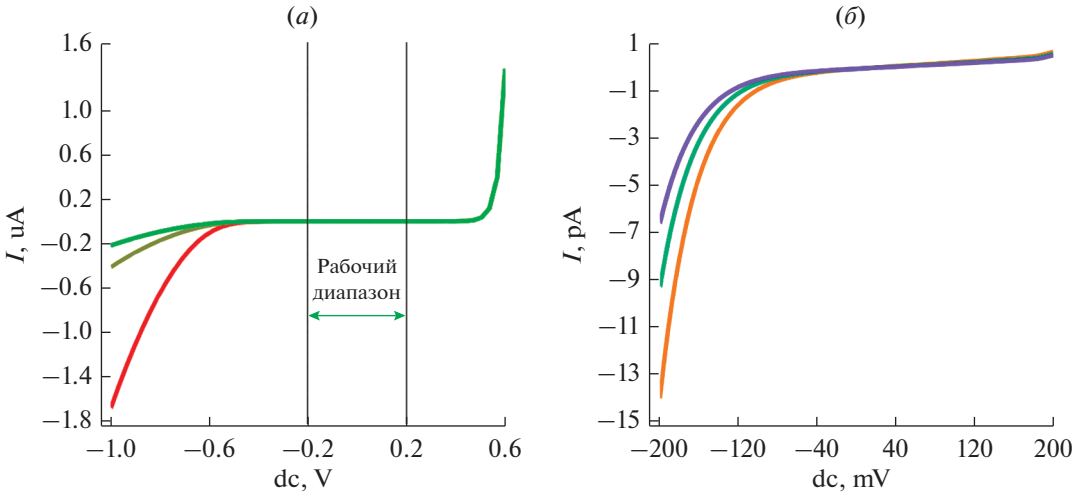

Рис. 3. Вольт-амперная характеристика псевдорезистора.

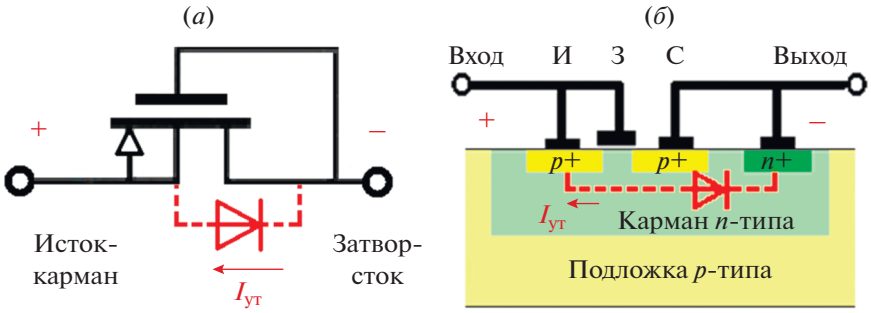

Рис. 4. Схемотехническое (*а*) и топологическое (*б*) представление псевдорезистора.

ном *n*-типа. Схемотехническое и топологическое представление псевдорезистора в этой области представлено на рис. 4. При этом ток $I_{ут}$, несмотря на экспоненциальную зависимость диодной характеристики, в рабочем диапазоне до +200 мВ не превышает значение в 1 пА, тем самым сохраняя проходное сопротивление псевдорезистора не ниже 1 ТОм.

Для использованной КМОП технологии с проектной нормой 180 нм ток утечки между карманом n-типа и подложкой *p*-типа составляет величину 1.8 пА при обратном смещении около 900 мВ (величина режимного потенциала на выводах псевдорезистора). В процессе работы ЗЧУ данный ток не протекает через псевдорезистор и не создает паразитного потенциального смещения между его выходами. Полученная амплитудно-частотная характеристика фильтра показана на рис. 5.

СХЕМА ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Схема ЗЧУ показана на рис. 6. Для упрощения на ней не показаны опорные источники величиной 600 и 900 мВ. ЗЧУ построен по схеме телескопического каскада с дополнительным (boosting) усилителем на транзисторах M0, M3 и M6. Дополнительный усилитель позволяет увеличить выходное сопротивление каскада и поднять выходное сопротивление в высокоомной точке (на стоке

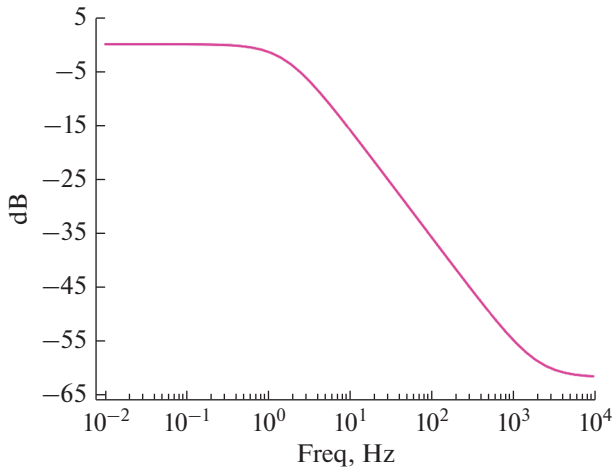

Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ.

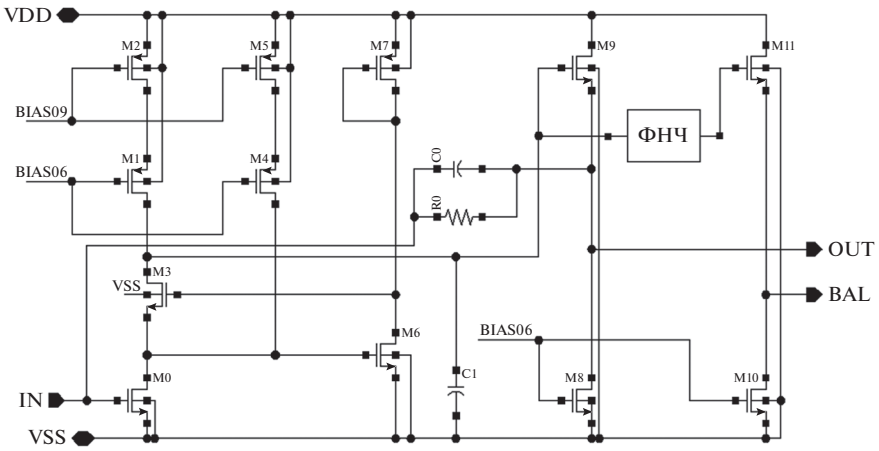

Рис. 6. Схема ЗЧУ.

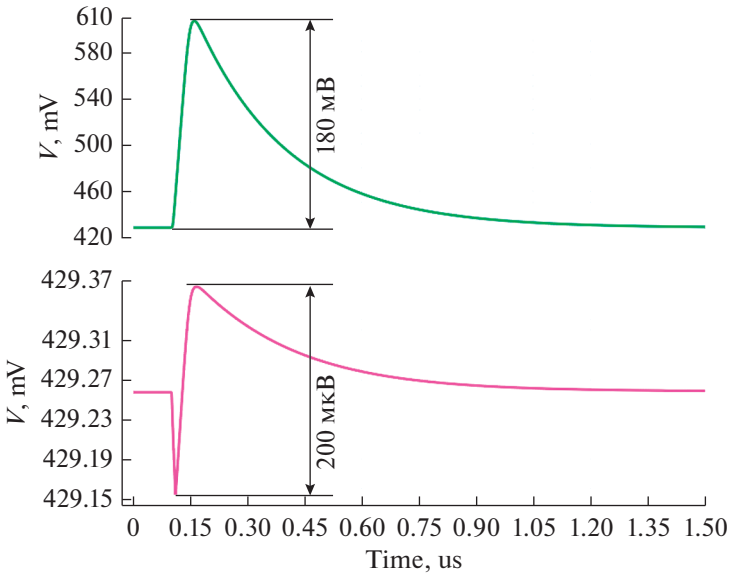

Рис. 7. Отклик ЗЧУ: сигнальный выход (сверху), балансный (снизу).

n-канального МОП транзистора M3) до 5.4 МОм. Источник тока на транзисторах M4 и M5 позволяет увеличить ток, протекающий через входной транзистор M0 и поднять усиление каскада за счет увеличения крутизны головного транзистора M0.

Для минимизации шума ЗЧУ при ограниченной потребляемой мощности, режим работы входного *n*-канального транзистора M0 выбран таким образом, чтобы он работал в области умеренной инверсии [5, 6]. Эквивалентная ширина канала транзистора составляет 3 мм, длина 300 нм. При этом длина канала выбрана не минимальной с целью минимизации коротко-канальных эффектов и оптимизации шума. Ток, протекающий через входной транзистор равен 1.5 мА. Крутизна входного транзистора составляет ~3 мА/В. Режимный потенциал на затворе входного транзистора M0 установлен на уровне 430 мВ. С учетом выходного повторителя напряжения, имеющего коэффициент передачи 0.87 общий коэффициент усиления по напряжению ЗЧУ без обратной связи составляет около 80 дБ.

ЗЧУ рассчитан на работу с сигналами обеих полярностей амплитудой не более 100 фКл, и для обеспечения линейности при выбранном режимном потенциале, коэффициент усиления установлен на уровне 2 мВ/фКл (емкость обратной связи 500 фФ). Резистор в обратной связи был выбран 500 кОм, исходя из необходимой постоянной времени разрядки емкости обратной связи.

Для формирования псевдодифференциального выхода, к выходному повторителю M8, M9 подключен описанный фильтр нижних частот. Балансный выход организован с помощью повтори-

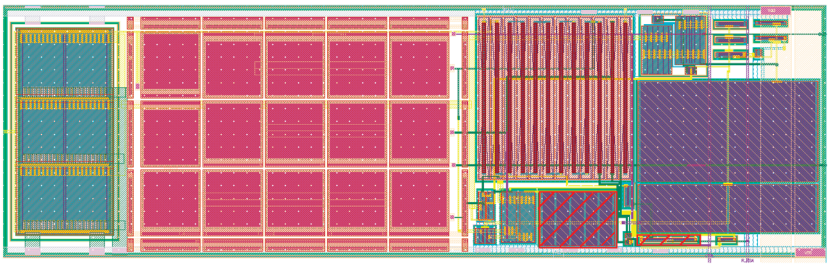

Рис. 8. Топология ЗЧУ.

теля на транзисторах M10, M11, эквивалентного выходному повторителю на M8, M9. Таким образом, на балансном выходе усилителя формируется опорный сигнал, равный режимному напряжению на сигнальном выходе. На рис. 7 приведены результаты моделирования ЗЧУ При амплитуде на выходе ЗЧУ 180 мВ, размах сигнала на балансном выходе не превышает 200 мкВ, то есть паразитный пролаз составляет около 0.11% от амплитуды сигнала. Интегральный шум на псевдодифференциальном выходе ЗЧУ составляет при нулевой детекторной емкости 130 мкВ и дополнительно увеличивается на 2.7 мкВ/пФ. Топология блока ЗЧУ показана на рис. 8. Размер топологии составляет 320 × 100 мкм. Элементы фильтра заштрихованы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проектирования зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ) с псевдодифференциальным выходом показали возможность его использования на входе дифференциальных аналоговых трактов обработки детекторных сигналов. Для создания псевдодифференциального выхода зарядочувствительного усилителя использован ФНЧ с полосой пропускания 1 Гц, построенный на псевдорезисторе. Представленные результаты моделирования схем и разработанная топология ФНЧ и ЗЧУ получены с использованием технологических библиотек КМОП технологии с проектной нормой 180 нм, но в виду универсальности могут быть обобщены для более современных технологий.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 18-79-10259.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Rivetti A.* CMOS: front-end electronics for radiation sensors,Boca Raton, FL : CRC Press 2015. P. 500.
2. *Harrison R.R., Charles C.* A low-power low-noise CMOS amplifier for neural recording applications // IEEE J. Solid-State Circuits. 2003. V. 38. № 6. P. 958–965.
3. *Wang S. et al.* Leakage compensation scheme for ultra-high-resistance pseudo-resistors in neural amplifiers // Electronics Letters. 2018. V. 54. № 5. P. 270–272.
4. *Vlassis S., Khateb F.* Automatic tuning circuit for bulk-controlled subthreshold MOS resistors // Electronics Letters. 2014.V. 50. № 6. P. 432–434.
5. *Аткин Э.В., Шумихин В.В.* Методика оптимизации потребляемой мощности зарядочувствительного усилителя // ПТЭ. 2015. № 3. С. 56–60.
6. *Enz C., Vittoz E.* Charge-based MOS Transistor Modeling: the EKV model for low-power and RF IC design. Wiley 2006, p. 328.