

УДК 621.382

А. И. Крымский, И. В. Марчишин, К. В. Феклистов, Е. И. Черепов

*(Новосибирск)***КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД СЧИТЫВАНИЯ  
С КРТ-ФОТОДИОДОВ ДАЛЬНОГО ИК-ДИАПАЗОНА  
НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ТОКОВОГО ЗЕРКАЛА**

Предложена схема ячейки считывания с КРТ-фотодиодов ( $\lambda = 10\text{--}12$  мкм) в матричном ФПУ. Схема содержит буферный усилитель и динамическое токовое зеркало. В режиме калибровки ток через фотодиод устанавливается равным опорному току и соответствующее смещение запоминается в аналоговой памяти. В кадрах считывания на выход поступает лишь вариация тока. Тем самым схема подавляет темновой и фоновый токи. За счет этого возможно увеличение времени интегрирования и соответственно обнаружительной способности. Работа, помимо описания новой схемы, результатов ее моделирования и оценок влияния  $1/f$ -шума усилителя на обнаружительную способность ФПУ, содержит краткую характеристику основных методов считывания в матричных ИК-фотоприемниках.

**Введение.** При разработке мультиплексора для считывания с КРТ-фотодиодов ( $\lambda = 10\text{--}12$  мкм), находящихся при температуре жидкого азота, необходимо решить проблему высокого ИК-фона, проблему больших темновых токов, а также проблему неоднородности данных токов вследствие малого сопротивления фотодиодов и разброса входных смещений в мультиплексоре.

Следует отметить, что в последнее десятилетие считыванию с низкоомных ИК-фотодиодов уделялось небольшое внимание. Основные усилия были сконцентрированы на разработке матричных приемников среднего и ближнего ИК-диапазонов, которые отличались высоким сопротивлением датчиков и в то же время обеспечивали температурное разрешение, лишь немногим уступающее теоретическому значению для длинноволнового ИК-приемника.

В последнее время в связи с ростом интереса к ИК-детекторам, работающим при температуре существенно выше азотной, можно ожидать повышенного внимания к методам считывания сигнала с низкоомных датчиков. В этом смысле КРТ-приемник с  $\lambda = 4$  мкм и при температурах 150—200 К имеет электрические характеристики, схожие с фотодиодами ( $\lambda = 10\text{--}12$  мкм) при  $T = 80$  К.

В настоящей работе рассматривается методика считывания фототока с длинноволнового ИК-датчика, основанная на использовании популярной в последнее время схемы, называемой динамическим токовым зеркалом [1]. Комбинация данной схемы с известным [2] прямоинжекционным буферизованным считыванием позволяет реализовать компенсационный способ считывания фототока, при котором фоновый и темновой токи подавляются.

Данная работа построена следующим образом. Вначале обсуждается возможность использования традиционных схем для считывания с длинноволновых КРТ-фотодиодов. Затем рассматривается базовая схема считывания —

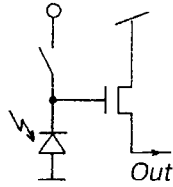


Рис. 1. Схема с использованием истокового повторителя для каждого детектора

схема буферированной прямой инжекции на динамическом токовом зеркале. В следующих подразделах приводятся результаты моделирования данной схемы, обсуждаются ее достоинства и недостатки, даются рекомендации по выполнению на кристалле калибровочных источников тока. Итоги работы

приводятся в заключении.

**Анализ применимости традиционных схем считывания.** Элементарным считывающим ячейкам, используемым в ИК-мультиплексорах, посвящен ряд обзоров [3, 4]. Рассмотрим, применимы ли базовые ячейки для считывания сигнала с длинноволновых ИК-фотодиодов в матричном ФПУ.

**Истоковый повторитель для каждого детектора.** В схеме на рис. 1 фототок интегрируется непосредственно на фотодетекторе, т. е. смещение на последнем линейно растет со временем. Поскольку шумы КРТ-фотодиодов существенно возрастают при напряжениях, превышающих 100 мВ, токи должны быть небольшими. Именно поэтому схема не пригодна для считывания с КРТ-фотодиодов ( $\lambda = 10\text{—}12\text{ мкм}$ ), отличающихся большим уровнем темновых и фоновых токов.

**Прямая инжекция.** Схема на рис. 2 может использоваться для считывания с длинноволновых фотодиодов при наличии существенного ИК-фона. Только при этом условии эффективность ввода тока достаточно высока. Однако большой фоновый ток вызывает переполнение интегратора ячейки считывания. Чтобы избежать этого, время интегрирования сокращают до величины порядка сотни микросекунд, тогда как время кадра составляет единицы—десятки миллисекунд. Это приводит к снижению обнаружительной способности в несколько раз по сравнению с теоретическим значением. Сама схема прямой инжекции не обеспечивает высокой однородности смещений на фотодетекторах. Типичное значение неоднородности смещений для стандартной (цифровой) КМОП-технологии составляет 50 мВ от пика до пика, что налагает высокие требования на фотодиоды: технология КРТ-фотодиодов должна быть достаточно зрелой и обеспечивать ярко выраженное насыщение вольт-амперных характеристик при обратных смещениях до 50—100 мВ.

**Буферированная прямая инжекция.** Схема на рис. 3 содержит инвертирующий усилитель между входным узлом и затвором считывающего транзистора, поэтому она отличается меньшим входным сопротивлением. Кроме того, использование согласованной пары транзисторов в дифференциальном усилителе дает, как правило, лучшую однородность смещения, в пределах 10 мВ. Схема получила распространение в линейчатых приемниках дальнего ИК-диапазона, однако, поскольку усилитель занимает значительную площадь, примеры ее использования в матричных приемниках не известны. Данная схема также не решает проблемы переполнения интеграторов.

**Модуляция затворного напряжения или несимметричное токовое зеркало.** Схема на рис. 4 используется для считывания с коротковолновых (2—3 мкм) КРТ-фотодиодов в условиях малого фона и обладает возможностью усиления по току. Возникает соблазн применять данную схему и при высоком

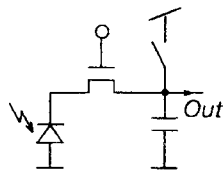


Рис. 2. Прямая инжекция

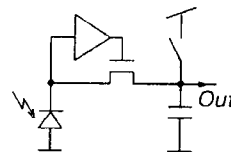


Рис. 3. Буферированная прямая инжекция

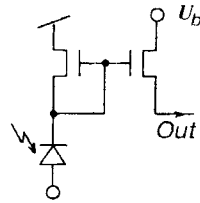


Рис. 4. Модуляция затворного напряжения

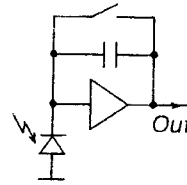


Рис. 5. Емкостный трансимпеданс-усилитель

уровне ИК-фона: асимметричное токовое зеркало может использоваться и в режиме подавления тока. Однако простейший анализ с учетом только дробового шума показывает, что уменьшение масштаба тока в  $N$  раз приводит к уменьшению шумов лишь в  $N^{1/2}$  раз, т. е. мы получим значительную потерю отношения сигнал/шум, аналогичную той, как если бы мы просто поставили оптический фильтр с низким коэффициентом пропускания.

*Емкостный трансимпеданс-усилитель.* Успехи в миниатюризации КМОП-схем все же делают возможным размещение простейшего усилителя в пикселе матричного мультиплексора. Последнее время в бесфоновых приемниках среднего ИК-диапазона стала популярной схема, известная у нас как «стробируемый интегратор» (рис. 5). Основные достоинства этой схемы: виртуальный нуль для детектора, возможность использования двойной коррелированной выборки (ДКВ) для подавления КТС-шума и  $1/f$ -шума усилителя, а также иммунитет к шумам и наводкам от внешней электроники. Данная схема, однако, также плохо приспособлена для считывания с длинноволновых ИК-диодов. Во-первых, она не решает проблемы переполнения интеграторов. Во-вторых, типичный усилитель (дифференциальный каскад обычно не используется) характеризуется разбросом входного напряжения порядка 50 мВ, что налагает высокие требования на характеристики детекторов (ВАХ должны насыщаться).

*Схемы компенсации ИК-фона.* В 80-е годы в линейчатых ФПУ стали широко применяться методы компенсации ИК-фона на приборах с зарядовой связью. В матричных приемниках вычитание в зарядовой моде невозможно, так как нет места, где заряд предварительно мог быть накоплен. Поэтому в матричном приемнике возможно вычитание лишь в токовой моде. Известен пример [5] схемы с компенсацией ИК-фона, которая работает в токовой моде. Недостаток схемы — ее относительная сложность: только узел токовой аналоговой памяти содержит 10 транзисторов. Другим недостатком схемы аналоговой памяти в комбинации с трансимпедансным емкостным усилителем является то, что она не устраняет разброса смещения фотодиодов.

**Прямая инжекция с буферированием на основе динамического токового зеркала.** *Прямая инжекция с использованием динамического токового зеркала.* Рассмотрим сначала примитивную ячейку на основе динамического токового зеркала, которая реализует прямую инжекцию. Схема вряд ли может быть использована в ФПУ, но полезна для понимания сущности метода считывания.

Если замкнуть фотодиод, то оставшаяся часть схемы на рис. 6 будет не что иное, как динамическое токовое зеркало [1] (оно известно также как ячейка копирования тока [6]). Схема работает следующим образом. В режиме калибровки ключ  $S1$  замкнут, и на емкости  $C$  устанавливается такое напряжение, которое необходимо для пропускания тока  $I_{ref}$  как через приемник тока —

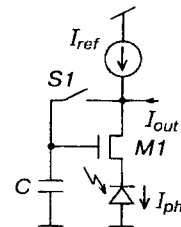


Рис. 6. Прямая инжекция на основе динамического токового зеркала

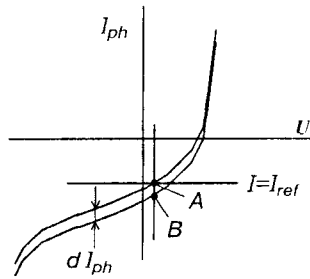


Рис. 7. Вольт-амперные характеристики фотодиода, иллюстрирующие принцип его смещения

транзистор  $M1$ , так и через фотодиод. Смещение детектора, следовательно, поддерживается в той точке вольт-амперной характеристики (точка  $A$ ), которая соответствует опорному току (рис. 7). Затем ключ  $S1$  выключается, напряжение запоминается на емкости, обеспечивая в первом приближении

постоянное смещение на детекторе через прямоинжекционный вход. Если излучение изменяется, диод переходит в точку  $B$  вольт-амперной характеристики, соответствующей возросшему фототоку. Поскольку в данной конфигурации источник опорного тока не отключен, выходным током в циклах считывания является вариация  $dI_{ref}$  фототока. Данное компенсационное считывание позволяет избавиться как от ИК-фона, так и от темнового тока, поддерживая последний на приемлемом уровне, чтобы предотвратить избыточный  $1/f$ -шум детектора. Кроме того, вопрос о неоднородности пороговых напряжений в МДП-транзисторах разрешается автоматически за счет самоадаптации затворного напряжения.

Перечислим недостатки данной схемы.

1. Наводка от ключа вносит заметный дисбаланс между опорным и запомненным токами. Типичное значение отклонения напряжения для оптимизированного устройства выборки-хранения (УВХ) составляет  $\sim 50$  мВ (слишком много, если сравнить с характерным напряжением в  $10$  мВ (с учетом емкостного фактора  $n^*$ ), увеличивающим ток в  $e$  раз). Ошибка составляет  $10000\%$ ! Заметим, что десятикратное подавление помехи снижает ошибку до  $60\%$ .

2. Если взять разумное значение для опорного тока, то оказывается, что в схеме невозможно достичь согласования по входному сопротивлению датчика вне зависимости от фонового тока и удельного сопротивления детектора  $R_0A$ . Это заключение легко выводится в некоторых частных случаях из ВАХ идеального фотодиода:

$$I = I_S(\exp(qU/kT) - 1) - I_{bg},$$

где  $I_S$  — ток насыщения;  $I_{bg}$  — фоновый фототок.

А. Низкий уровень ИК-фона,  $I_S \gg I_{bg}$ . Выбираем опорный ток. Он не может быть равным или больше тока насыщения из-за риска пересечь ВАХ на шумящем участке лавинного пробоя. Он не может быть малым, так как это ведет к низкой эффективности инжекции, поскольку сопротивление детектора  $R_d = kT/qI_S$  оказывается меньше входного сопротивления МДП-транзистора, которое есть  $kT/qI$ . Разумное значение для опорного тока — это  $1/2$  от тока насыщения, тем самым допускается  $50$ -процентная неоднородность опорного тока и фототока. При этом эффективность инжекции составляет  $50\%$ , что не вполне приемлемо.

Б. Высокий уровень ИК-фона,  $I_S \ll I_{bg}$ . Схожие рассуждения ведут к заключению, что для опорного тока оптимальной является величина, равная  $1/2$  от фонового тока. При этом эффективность инжекции составляет  $50\%$ .

Ниже рассматривается более совершенная схема, во многом свободная от данных недостатков.

*Буферированная прямая инжекция на основе динамического токового зеркала (БПИ ДТЗ).* Введение инвертирующего усилителя между детектором и затвором считывающего МДП-транзистора приводит к известной схеме буферированной прямой инжекции. В схеме, которая предлагается в данной работе, нагруженный транзистор инвертора смещается при помощи динамического токового зеркала (рис. 8). Схема работает следующим образом. Если ключ  $S1$  замкнут, напряжение на затворе транзистора  $M3$  устанавливается на

Рис. 8. Буферированная прямая инжекция на основе динамического токового зеркала

уровне, необходимом для того, чтобы пропустить опорный ток через считывающий МДП-транзистор и фотодиод. Такое возможно, если подложка детектора поддерживается при смещении, слегка превышающем пороговое напряжение транзистора  $M2$ . (Это избыточное напряжение задает ток через инвертор, тем самым определяя рассеиваемую мощность и тепловой шум.) Предположим, что напряжение на выходе больше, чем нужно. Тогда МДП-транзистор  $M3$  открывается настолько, что возросшее на затворе  $M1$  напряжение приводит к пропусканию через  $M1$  большего тока, чем дает  $I_{ref}$ , что приводит к понижению выходного напряжения. Напротив, если выходное напряжение низкое, опорный ток заряжает данный узел, все более и более открывая  $M3$ , а затем и  $M1$ , чтобы восстановить баланс токов для выходного узла.

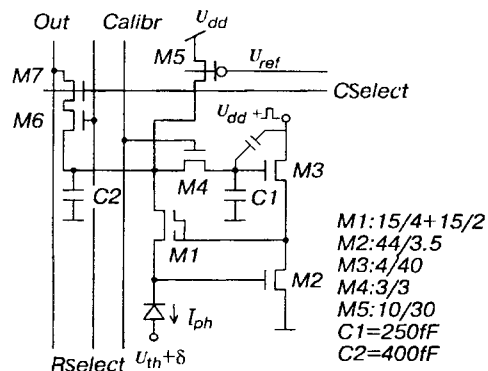
Таким образом, во время калибровки схема автоматически смещает детектор в точку ВАХ, соответствующую заданному току, и поддерживает соответствующий потенциал в аналоговой памяти. В циклах считывания на выход поступает только изменение фототока. Частично фоновый ток компенсируется в самом фотодетекторе во время принудительной установки опорного тока через детектор. Оставшаяся часть тока вычитается при суммировании с опорным током на выходе.

Схема на рис. 8, благодаря наличию усилителя, отличается уменьшенным входным сопротивлением, а следовательно, улучшенной эффективностью инжекции и контролем смещения. С другой стороны, в данной схеме наводка от ключа влияет на считывающий транзистор лишь опосредованно. Будучи приложенной к нагрузочному транзистору инвертора, она подавляется за счет шунтирующего действия высокой крутизны активного транзистора  $M2$ . Как входное сопротивление, так и наводка от ключа уменьшаются на значение, равное коэффициенту усиления инвертора, который обычно составляет от 10 до 20 для простого  $n$ -МОП-инвертора. Таким образом, недостатки, присущие предыдущей схеме, не являются больше принципиальным ограничением для данной схемы. Детали функционирования предлагаемой схемы рассматриваются в следующих подразделах.

*Считывающая ячейка для матричного мультиплексора.* В данном подразделе представлен пример реализации и ожидаемые характеристики спроектированной ячейки для матричного ФПУ дальнего ИК-диапазона. Схема ячейки изображена на рис. 9.

Интегрирующая емкость опрашивается выбором строки и столбца (RSelect- и CSelect-шины). Калибровка осуществляется во всех пикселях одновременно. Предполагается, что при этом ФПУ «смотрит» на «черное тело». Для устранения влияния эффекта Эрли во входном транзисторе  $M1$  сделан самокаскадируемым. Транзистор  $M5$ , вырабатывающий опорный ток, смещается от общего токового зеркала через шину  $U_{ref}$ . Это транзистор с большой площадью и длинным каналом, поэтому ожидается улучшенная однородность и стабильность параметров.

Рис. 9. Схема ячейки матричного мультиплексора



Грубая компенсация наводки от ключа производится через компенсирующую емкость. Этот простой метод работает в том случае, когда напряжение, записываемое в УВХ, не меняется. Мы рассматриваем именно такой случай.

Ячейка  $100 \times 100$  мкм была спроектирована для 3—4-микронной КМОП-технологии ( $N_d = 3 \cdot 10^{15}$ ,  $N_a = 1 \cdot 10^{16}$ ,  $t_{ox} = 50$  нм,  $V_{T0} = 0,3$  В ( $n$ -МОП);  $-1,2$  В ( $p$ -МОП)). В данной работе приводятся расчетные характеристики ячейки.

*Расчетные характеристики БПИ ДТЗ-схемы.* Работа схемы моделировалась при помощи программы SPICE Level=3 в двух режимах: 1) ко входу присоединялся КРТ-диод ( $\lambda = 10$  мкм) при 80 К в отсутствие ИК-фона, 2) при считывании с КРТ-фотодиода ( $\lambda = 12$  мкм) при 80 К и фоновом потоке  $Q_b$  от  $9 \cdot 10^{16}$  фотонов/см<sup>2</sup> · с. (Данный поток получается при температуре окружения 300 К, если ограничить реальный поток с  $\lambda = 12$  мкм в  $8 \cdot 10^{17}$  фотонов/см<sup>2</sup> · с апертурой 40°.)

Эквивалентная схема фотодиода содержала идеальный диод и источник тока в параллель. Для тока насыщения и ширины запрещенной зоны были взяты величины, близкие к реальным и дающие  $R_0A$ , равное 300 и 10 для диодов с  $\lambda = 10$  и 12 мкм соответственно. Расчетная площадь сенсоров  $80 \times 80$  мкм, квантовая эффективность 50 %.

Данные по моделированию для диодов с  $\lambda = 12$  мкм (высокий фон) приведены на рис. 10. Видно, как во время калибровки ток входного МДП-транзистора достигал значения фоновое тока (см. рис. 10). Затем ключ замыкался и появлялась наводка, составляющая примерно 20 % от величины опорного тока. Включение компенсирующего импульса устраняло наводку до уровня 0,7 %. Спустя некоторое время вводился небольшой добавочный фототок и рассчитывалась эффективность инжекции, оказавшаяся равной примерно 90 %. Амплитуда компенсирующего импульса выбиралась следующим образом. Точность компенсации определялась однородностью напряжений на затворах нагрузочных транзисторов во всем устройстве. После того как подбирался импульс, компенсирующий наводку, в модель транзистора вводилось новое пороговое напряжение, отличающееся на 50 мВ (типичное значение геометрического шума). Полученное значение наводки и было взято как остаточная ошибка.

Об эффекте Эрли в  $p$ -МОП-транзисторе. Взяв длину канала транзистора достаточно большой (30 мкм), мы надеялись, что модуляция опорного тока выходным напряжением будет пренебрежимо малой. Однако, как видно из рис. 10, расчетный ток стока  $M5$  меняется с напряжением на интеграторе примерно на 0,6 % на 1 В. Интересно отметить, что ток с самокасодируемого транзистора

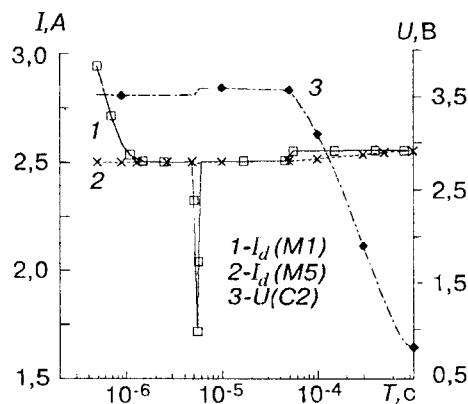


Рис. 10. Моделирование работы ячейки при подключении КРТ-фотодиодов с  $\lambda = 12$  мкм ( $R_0A = 10$  Ом · см<sup>2</sup>) при температуре 80 К и фоне  $9 \cdot 10^{16}$  фотонов/см<sup>2</sup> · с.

Наблюдается небольшой паразитный эффект влияния напряжения в выходном узле (шкала справа) на ток с опорного транзистора (эффект Эрли)

ра  $M1$  заметно не менялся. Это значит, что МДП-транзистор  $M5$  необходимо также сделать самокаскодируемым.

Таким образом, моделирование показало, что данная схема обладает хорошей способностью к подавлению фонового и темнового токов. Следовательно, время интегрирования может быть увеличено, по крайней мере, в 100 раз. В работе [5] продемонстрированы меньшая ошибка (0,1—0,2 %) и соответственно примерно тысячекратное подавление фона. Однако измерения проводились при комнатной температуре. Из-за четырехкратного уменьшения теплового потенциала при переходе к азотной температуре ошибка схемы из [5] вырастет в 4 раза и станет сравнима с ошибкой предлагаемой схемы.

*Анализ шума.* Поскольку схема (рис. 8, 9) реализует буферизованную прямую инжекцию, ее шум будет таким же, как и у стандартной БПИ-схемы. Некоторые отличия сводятся к следующему:

— калибровка устанавливает нижнюю полосу  $1/f$ -шума на большей частоте, чем традиционная БПИ-схема, поэтому  $1/f$ -шум частично подавляется; наилучшие характеристики достигаются для случая калибровки перед каждым кадром;

— вычитание в токовой моде увеличивает шум примерно в  $\sqrt{2}$  раз. Это замечание также относится и к схеме из [5]. В нашем случае суммируются три тока: фототок (или обратный ток диода), прямой ток фотодиода и опорный ток. Оптимальная амплитуда двух последних порядка  $1/2$  от величины первого тока; поэтому увеличение спектральной плотности шума будет двойное, следовательно, самого токового шума — в  $\sqrt{2}$  раз.

Сделаем некоторые общие замечания относительно шума БПИ. Когда ко входу подключен низкоомный сенсор с  $R_0A$  в  $10—10^2$  Ом · см<sup>2</sup>, основной причиной для беспокойства является  $1/f$ -шум активного транзистора в усилителе. Собственный тепловой токовый шум фотодиода растет, как корень из малосигнальной проводимости детектора. Шумовое же напряжение усилителя, приложенное к сопротивлению детектора, вызывает шумовой ток, который растет линейно с  $1/R_0A$ . Следовательно, при уменьшении сопротивления фотодиода фликкер-шум усилителя быстро становится основным источником шума.

Далее мы обсудим требования к  $1/f$ -шумам МДП-транзистора  $M2$  в схеме на рис. 8, 9, способные обеспечить идеальный режим, когда шумы задаются только шумами фонового излучения\* (режим ОФ) или шумами детектора для двух случаев считывания с КРТ-фотодиодов ( $\lambda = 10—12$  мкм), рассмотренных выше.

Случай 1:  $\lambda = 10$  мкм,  $T = 80$  К,  $R_0A = 300$  Ом · см<sup>2</sup>, ток насыщения 1,5 нА, ИК-фон отсутствует, скорость кадров 200 Гц, время наблюдения  $0,1$  Гц<sup>-1</sup> или 2—3 кадра в случае частой калибровки.

Тепловой токовый шум (квадрат) есть  $4kTR_d df$ , дробовой шум детектора  $2qIdf$  ( $R_d$  — сопротивление детектора,  $I$  — ток детектора при данном смещении), частотный диапазон  $df$  для интегрирования в течение времени кадра есть  $1/2f_f$ . В интересующей нас точке, где  $I = I_s/2$ , полный шум детектора равен  $3qIdf$ , следовательно, полный шум, связанный с детектором и вычитанием тока, есть  $6qIdf$ . После подстановки параметров шум детектора и калибровки равен  $1,1 \cdot 10^{-25}$  А<sup>2</sup>. С другой стороны,  $1/f$ -токовый шум, относимый к усилителю, есть  $(U_{1/f(1 \text{ Гц})}/R_d)^2 \ln(f_{\max}/f_{\min})$ , где  $U_{1/f}$  — эквивалентный шум на затворе МДП-транзистора на 1 Гц;  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  — частоты, связанные с временами интегрирования и наблюдения (или межкалибровочным временем) соответственно. В предположении, что квадрат  $1/f$ -шума в 5 раз меньше квадрата шума детектора/калибровки (это означает 10-процентную прибавку шума), получим следующие требования к фликкер-шуму МДП-транзистора:

\* При использовании калибровки режим ОФ не возможен из-за  $\sqrt{2}$ -фактора, поэтому следует говорить о близких к ОФ характеристиках.

$< 1,4 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц для калибровки в каждом кадре и  $400 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц для случая редкой калибровки.

Случай 2:  $\lambda = 12 \text{ мкм}$ ,  $T = 80 \text{ К}$ ,  $R_0A = 10 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$ , фоновый поток  $9 \cdot 10^{16}$ , дающий фототок  $5 \cdot 10^{-7} \text{ А}$ , скорость кадров 200 Гц, время наблюдения 0,1 Гц<sup>-1</sup> или 2—3 кадра для случая частой калибровки.

Требования к  $1/f$ -шуму МДП-транзистора, которые делают возможным режим ОФ:  $V_{1/f} < 600 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц, если калибровка в каждом кадре, и  $200 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц для случая редкой калибровки.

Обычная цифровая КМОП-технология характеризуется довольно высоким уровнем шума для  $n$ -МОП-транзисторов, порядка  $1 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц, следовательно, шум, ограниченный флуктуациями детектора, возможен лишь в случае калибровки в каждом кадре. Небольшой резерв снижения шума имеется за счет снижения толщины диэлектрика и увеличения площади транзистора. Альтернатива: в качестве транзистора в буферном усилителе можно взять МДП-транзистор с объемным каналом, у которого  $1/f$ -шум ниже. Допустимо, что транзистор с объемным каналом может быть обедненного типа (нормально открытым). Единственное требование к его пороговому напряжению —  $U_{th(M2)} + U_{th(M1)} > 0$ , с тем чтобы  $M2$  попал в пологую область характеристик. Если сопротивление детектора меньше чем  $10 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$ , то следует искать другие решения. Например, на роль усиливающего транзистора могут быть опробованы полевой транзистор с  $p$ — $n$ -переходом или даже биполярный транзистор.

Таким образом, показано, что  $1/f$ -шум усилителя при работе с низкоомным фотодиодом может стать доминирующим источником шума. Другим существенным фактором, ухудшающим характеристики ФПУ, является переполнение интегрирующих ячеек фототоком. В настоящее время, чтобы исключить этот эффект, сокращают время интегрирования, что приводит к снижению обнаружительной способности. Поэтому, даже при наличии заметного  $1/f$ -шума, БПИ ДТЗ-метод может дать выигрыш в  $D^*$  по сравнению с традиционными методами считывания. Это показывают расчеты обнаружительной способности, приведенные на рис. 11—13, в зависимости от фонового потока для диодов с  $\lambda = 10$ — $12 \text{ мкм}$  (см. рис. 11, 12) и  $R_0A$  в отсутствие ИК-фона. Отметим, что в схеме без компенсации  $D^*$  ограничивается накопительной емкостью пиксела. Применение схемы с подавлением фонового

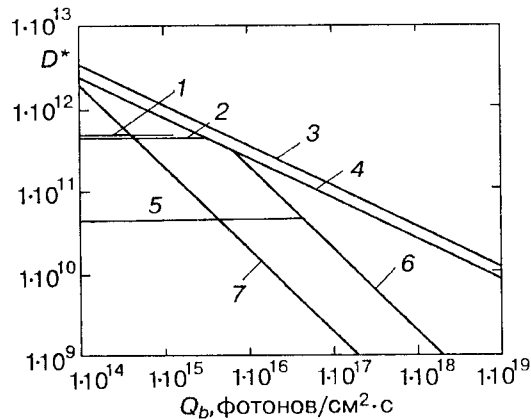


Рис. 11. Расчетная обнаружительная способность как функция фонового потока для КРТ-фотодиодов ( $\lambda = 10 \text{ мкм}$ ):

1 — шум детектора,  $2qI_S$ , 2 —  $1/f$ -шум усилителя,  $100 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц, 3 — ОФ-предел, 4 — ОФ с учетом вычитания, 5 —  $1/f$ -шум усилителя,  $1 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц, 6 — БДИ ДТЗ (максимальная емкость), 7 — максимальная емкость

$1 \cdot 10^7 \text{ эл.}$



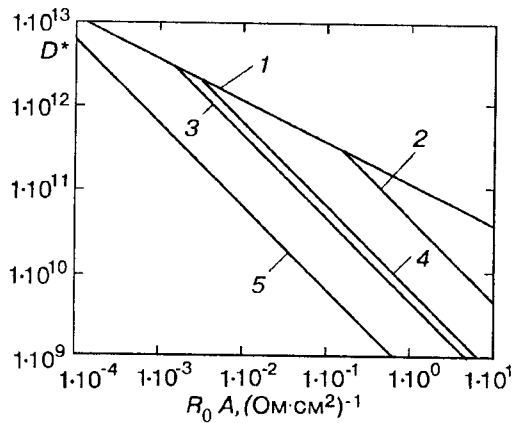


Рис. 12. Расчетная обнаружительная способность как функция фонового потока для КРТ-фотодиодов ( $\lambda = 12$  мкм):

1 – тепловой шум детектора,  $4kTR_0^{-1}$ ; 2 –  $1/f$ -шум усилителя,  $100 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц, 3 –  $1/f$ -шум усилителя,  $1 \text{ мкВ/Гц}^{1/2}$  на 1 Гц, 4 – БПИ ДТЗ (максимальная емкость), 5 – максимальная емкость  $1 \cdot 10^7$  эл.

тока приводит к эффективному увеличению накопительной емкости и соответственно достижению большей обнаружительной способности. При расчетах последнего графика полагалось, что разброс смещений в мультиплексоре составляет 50 мВ от пика до пика. Разброс, отнесенный к сопротивлению датчиков, приводил к геометрическому шуму входного тока, который переполнял интегрирующие емкости. При использовании БПИ ДТЗ-схемы этот недостаток был устранен, зато на первый план вышел  $1/f$ -шум усилителя.

*К вопросу об однородности опорных токов.* Вопрос о  $1/f$ -шуме усилителя, который был затронут, является общим для любого считывания с использованием усилителя на МДП-транзисторах. В данном разделе рассматривается проблема однородности опорных токов, присущая только выбранному методу считывания со стабилизацией тока. Аналоговый КМОП-процесс может обеспечить разброс пороговых напряжений от пика до пика в 4 мВ, такие примеры известны из литературы (например, [7]). Тогда соответствующий геометрический шум опорных токов будет порядка 100 %, что приемлемо, потому что данный ток вычитается. Однако если схема изготовлена по цифровой КМОП-технологии, флуктуации порогового напряжения составят до 50 мВ от пика до пика, что эквивалентно разбросу токов в 100 раз. При такой неоднородности опорных токов схема надлежащим образом работать не будет.

Рассмотрим способы получения приемлемого уровня вариаций опорных токов для случая цифрового КМОП-процесса.

В первом методе предлагается использовать классическую методику запоминания тока посредством динамического токового зеркала. Источники опорного тока в ячейках последовательно подключаются к одному внешнему источнику тока. Наводку от ключа можно не компенсировать, достаточно ввести поправку в величину внешнего тока.

Во втором методе (см. рис. 13) подходящее для каждого опорного транзистора смещение ус-

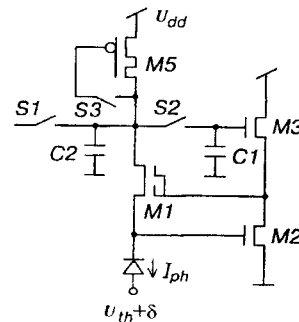


Рис. 13. Релаксационный способ получения опорного тока в БПИ ДТЗ-ячейке

танавливается в процессе релаксации. Сначала ключи  $S1$  и  $S2$  замыкают и записывают низкий потенциал в БПИ ДТЗ-память (например,  $U_{ad}/2$ ). После того как ключи  $S1$  и  $S2$  размыкают, замыкают ключ  $S3$  и МДП-транзистор  $M5$  начинает заряжать интегрирующую емкость  $C2$ . В течение зарядки ток  $I$  через  $M5$  уменьшается обратно пропорционально времени  $t$  и через некоторое время практически не зависит от начального значения:

$$I = C2(n^*kT/q)1/t,$$

где  $n^* = 1,1—1,3$  — емкостный фактор, определяющий наклон подпороговой характеристики МДП-транзистора. Ожидается, что флуктуации величин, входящих в выражение, составят несколько процентов.

В момент времени, найденный экспериментально, все ключи  $S3$  размыкают и опорные токи, установившиеся в ячейках, запоминаются на затворах транзисторов  $M5$ . В этом случае нет нужды бороться с наводкой, полагая ее систематической погрешностью, устраняемой подбором времени релаксации. После записи опорного тока ключ  $S2$  замыкают, запоминая на емкости  $C2$  напряжение, обеспечивающее протекание опорного тока через транзистор  $M1$ .

Ожидаемая неоднородность токов существенно менее 100 %.

**Заключение.** В настоящей работе предложена схема считывания фотосигнала с фотодиода дальнего ИК-диапазона, основанная на использовании буферного усилителя и динамического токового зеркала. Во время калибровки все токи через фотодетекторы устанавливаются на одном и том же уровне, задаваемом опорным током. При этом обеспечивается высокая, до 1 мВ, однородность смещения детекторов. Соответствующее смещение запоминается в аналоговой памяти ячеек. В циклах считывания опорный ток вычитается и тем самым обеспечивается компенсационный способ измерения фотосигнала. Произведены расчеты погрешности запоминания тока для двух частных случаев: при считывании сигнала с КРТ-фотодиода ( $\lambda = 10$  мкм) при  $T = 80$  К в отсутствие ИК-фона и с КРТ-фотодиода ( $\lambda = 12$  мкм) при  $T = 80$  К и фоне 300 К. Предсказываемая ошибка вычитания тока 0,7 %, коэффициент ввода тока 90 %. Это позволяет примерно на два порядка повысить эффективную емкость ячейки накопления.

Произведена оценка влияния  $1/f$ -шума МДП-транзистора в буферном усилителе на шумы схемы считывания. Для реализации преимуществ данной схемы, заключающихся в возможности работы с большими фоновыми токами и меньшими сопротивлениями датчиков, необходимо, чтобы шум транзистора усилителя был меньше или порядка 100 нВ/Гц<sup>1/2</sup> на 1 Гц. При этом ожидаемый выигрыш в обнаружительной способности может составить один порядок за счет увеличения времени интегрирования по сравнению с обычными некомпенсационными схемами. Выигрыш в  $D^*$  может быть получен и при больших значениях шума усилителя, как показывают расчетные номограммы для  $D^*$  в качестве функции фонового потока и  $R_0A$ .

Другое достоинство предлагаемого метода заключается в возможности снижения  $1/f$ -шумов фотодиодов за счет прецизионного смещения.

Таким образом, предлагаемый в данной работе метод буферированной прямой инжекции на основе динамического токового зеркала может разрешить проблему считывания с низкоомных ( $R_0A \sim 10—10^2$  Ом · см<sup>2</sup>) фотодиодов. При работе с еще более низкоомными сенсорами требуются новые технологии, обеспечивающие компактное выполнение усилителя и шум на 1 Гц менее 100 нВ/Гц<sup>1/2</sup>.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wegmann G., Vittoz E. A. Very accurate dynamic current mirrors // Electronics Lett. 1989. 25, N 10. P. 644.
2. Bluzer N., Jensen A. Current readout of infrared detectors // Opt. Eng. 1987. 26, N 3. P. 241.
3. Fossum E., Pain B. Infrared readout for space science sensors: State of the art and future directions // Proc. SPIE. 1993. 2020. P. 262.
4. Hewitt M. J., Vampola J. L., Black S. H., Nielsen C. J. Infrared readout electronics: a historical perspective // Proc. SPIE. 1994. 2226. P. 108.
5. Pain B., Mendis S. K., Schober R. C. et al. Low-power low-noise analog circuits for on-focal-plane signal processing of infrared sensors // Proc. SPIE. 1993. 1946. P. 365.
6. Daubert S. J., Vallancourt D., Tsvividis Y. P. Current copier cells // Electronics Lett. 1988. 24, N 25. P. 1560.
7. Kozlowski L. J., Johnston S. L., McLevige W. V. et al. 128 × 128 PACE-I HgCdTe hybrid FPA for thermoelectrically cooled applications // Proc. SPIE. 1992. 1685. P. 193.

*Поступила в редакцию 3 апреля 1996 г.*

---