

УДК 621.383.4/5:621.383.52

Устройства считывания для многоэлементных ИК-фотодиодов

В. П. Рева

НИИ микроприборов, г. Киев, Украина

Ф. Ф. Сизов

Институт физики полупроводников НАН Украины, г. Киев, Украина

Рассмотрены особенности применения наиболее известных из используемых для предварительной обработки сигналов от многоэлементных инфракрасных (ИК) фотодиодных линеек и матриц устройства считывания, взаимосвязи зависимости эквивалентной шуму разности температур (noise equivalent difference temperature (NEDT)) фотоприемных устройств (ФПУ) от параметров фотодиодов и схем сопряжения, требования к технологическим параметрам устройств считывания. Показано, что предмультиплексорная обработка электрических сигналов от фотодиодов позволяет расширить динамический диапазон ФПУ, хотя и приводит к ухудшению их параметров. Приведены характеристики работы некоторых устройств считывания в различных режимах — деления, скимминга, скимминга + деления, и оценки NEDT в этих режимах. Представлены ПЗС регистры, которые обычно применяются в качестве мультиплексоров в ФПУ с линейками фотодиодов, и температурные зависимости эффективности переноса для различных типов ПЗС (с поверхностным и объемным каналом), изготовленных по разным технологическим маршрутам.

Характерной чертой научно-технического прогресса в конце столетия является то, что технический потенциал развитых стран характеризуется активностью прикладных исследований в сфере, которая тесно связана с научно-технологическими исследованиями и разработками для военных, научных и гражданских применений, что часто называют сегодня “технологиями двойного применения”. К технологиям двойного применения принадлежат и ИК-микрофотоэлектронные технологии, которые в значительной степени определяют сегодня научно-технологический потенциал развитых стран.

Необходимо отметить растущее использование в последнее время ИК-технологий двойного применения в гражданской сфере прежде всего за счет использования новых материалов и технологических подходов, а также заметного снижения цен в области этих высокостоимостных разработок. Сочетание высокой чувствительности ИК-систем и пассивного режима их работы также является привлекательным с точки зрения многих коммерческих применений.

Требования к использованию такого рода технологий быстро расширяются, что обусловлено их эффективностью, например, в глобальном мониторинге атмосферного загрязнения и изменений климатических условий, долгосрочных прогнозов урожайности сельскохозяйственных культур, мониторинга химических процессов, ИК-астрономии, ночного вождения автомобилей и др. Ярким примером является применение ИК-технологий в медицинской диагностике.

Решение этих и в особенности специальных прикладных задач базируется сегодня прежде всего на применении крупноформатных линеек и матриц ИК-фотоприемников для различных ИК-диапазонов спектра. Такие крупноформатные устройства не могут функционировать без сигнальной процессорной электроники (их называют устройствами считывания) в фокальной плоскости ФПУ для обеспечения функций конверсии заряда в напряжение, накопления, усиления, мультиплексирования и др. Схема матричного ФПУ с сигнальным процессором в фокальной плоскости приведена на рис. 1.

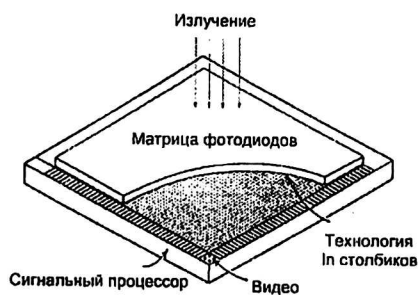


Рис. 1. Схема матричного ФПУ с сигнальным процессором в фокальной плоскости

Две конструкции ФПУ сегодня могут удовлетворить требования как современных высокоэффективных ИК-систем, так и ИК-систем ближайшего будущего. Это сканирующие системы с моногэлементными линейками фотоприемников и “смотрящие” системы с матричными фотоприемниками, находящиеся, как правило, при криогенных температурах с устройствами считывания, расположенными вблизи фоточувствительных элементов (рис. 2). Многоэлементность этих систем накладывает требование на системы обработки сигналов (съем сигнала, усиление, мультиплексирование и др.) для организации их передачи, обработки и вывода информации в удобной для наблюдения и управления.

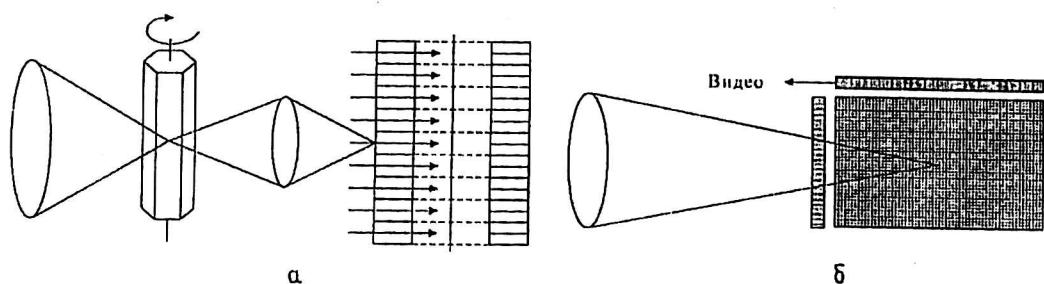


Рис. 2. Схематическое изображение сканирующих (а) и «смотрящих» (б) ФПУ

В ИК-технологиях ФПУ в настоящее время преобладают два рода технологий: гибридная и монокристаллическая. Концепция гибридных технологий преобладает, в частности, в связи с тем, что позволяет [1] отдельно оптимизировать параметры приемников излучения в линейке или матрице и параметры, как правило, кремниевых устройств считывания, которые соединяются с линейкой или матрицей фотодетекторов, например, с помощью технологии индиевых столбиков. Концепция монокристаллических технологий встречает трудности прежде всего в реализации устройств считывания в кристаллах, в которых формируются диодные матрицы или линейки, из-за фундаментальных ограничений возможности реализации высоких параметров устройств считывания в таких кристаллах.

Гибридные технологии в основном применяются для гибридизации чипов фотодиодов на основе кадмий-ртуть-теллур (КРТ) твердых растворов с кремниевыми чипами приборов с зарядовой связью (ПЗС) или КМОП приборов для считывания сигналов от фотодиодов, их усиления и мультиплексирования [1, 2].

Требования к характеристикам ИК ФПУ сильно различаются в зависимости от спектрального диапазона ФПУ, величины фонового потока фотонов, рабочей температуры, динамического диапазона, уровня шума, скорости считывания, рассеиваемой мощности, обратного смещения диодов и некоторых других характеристик. ИК ФПУ по спектральным характеристикам в основном подразделяются на три спектральных диапазона: $\lambda \approx 1-2,5$; $3-3,5$; $8-12$ мкм и в зависимости от спектрального диапазона применений работают при $T \approx 250-300$, $77-150$, $20-90$ К, соответственно. Функционирование ИК ФПУ в значительной степени определяется величиной сохраняемого заряда во входном каскаде сигнального процессора.

Первичной функцией устройства считывания для ИК-линейок и матриц является накопление заряда во входной ячейке при протекании тока, генерируемого излучением в диоде, и его преобразование в выходное напряжение. Важнейшими характеристиками устройства считывания также являются наличие возможностей предварительной обработки сигналов, например деления, вычитания, усиления и временного мультиплексирования сигналов от многих детекторов в линейке или матрице [3], к значительно меньшему количеству выходных контактов. В случае устройства, используемого в режиме сканирования, схемы, реализующие временную задержку и накопление (ВЗН), позволяющие заметно улучшить обнаружительную способность ФПУ, должны быть учтены в общей конструкции.

Одним из основных требований к устройствам считывания ИК ФПУ является требование отсутствия ограничений со стороны такого устройства к функциональным возможностям линейки или матрицы фотоприемников.

Современные ИК ФПУ с длиной волн 8—12 мкм в связи с большим уровнем фонового потока фотонов сталкиваются с проблемой необходимости интегрирования больших зарядов и наличия значительных накопительных емкостей, функция подавления фоновых сигналов должна быть в них включена, и это подавление должно осуществляться за времена, значительно меньшие по сравнению со временем интегрирования. Наличие влияния больших фоновых потоков на характеристики ФПУ связано с ограниченными возможностями увеличения накопительных емкостей, что ограничивает их чувствительность и NEDT, а также накладывает ограничения на динамический диапазон устройств считывания.

Архитектура схем считывания

Размерность ИК ФПУ в последнее десятилетие непрерывно возрастает, что обусловлено как развитием технологий материалов и фотоприемников, так и развитием технологий разработки и изготовления схем считывания, а также технологий гибридации и сборки чипов фотодиодных линеек или матриц и устройств считывания, изготавливаемых, как правило, по кремниевым технологиям. Наиболее развитые кремниевые технологии изготовления больших интегральных схем сегодня являются основными при проектировании схем считывания. В данном случае проведенный анализ применения схем считывания в первую очередь будет относиться к схемам считывания для КРТ-диодов, но применим также и для других типов диодных детекторов.

В настоящее время существует несколько основных типов архитектур схем считывания [1, 3—5]. В работе [5] рассмотрены возможные (условные) классификации архитектур схем считывания (рис. 3, *a—d*) для матричных ФПУ, которые с некоторыми ограничениями можно распространить и на ФПУ с линейками фотоприемников.

В настоящее время по структуре обработки сигналов от фотодиодов можно классифицировать пять архитектур схем считывания:

- *ПЗС-архитектура*. В данной схеме считывания информации от ИК-фотодиодов преобразуется в заряд в каждом пикселе. Полученный заряд затем транспортируется к выходному устройству с помощью последовательных и параллельных регистров, где усиливается с помощью выходного усилителя;

- *архитектура с коммутируемыми повторителями*. Сигнальная информация от ИК-фотодиодов преобразуется в напряжение на емкости в каждом пикселе, усиливается повторителем, усиленные сигналы каждого пикселя коммутируются дешифраторами последовательно на выходной усилитель;

- *архитектура с делением на столбцовой шине*. Сигнальная информация от ИК-фотодиодов в каждом пикселе преобразуется в заряд, который в момент выбора разделяется между емкостью пикселя и столбцовой емкостью, подключенной к столбцовому усилителю. Столбцовые усилители в свою очередь коммутируются на выходной усилитель;

- *архитектура с выходным пиксельным интегрированием*. Сигнальная информация от выбранного ИК-фотодиода (пикселя) в столбце в виде тока поступает на столбцовый интегратор. Выходы столбцовых интеграторов затем коммутируются на выходной усилитель;

- *архитектура с усилением мгновенно захваченного заряда* (Snapshot Charge Amplifier). Сигнальная информация от ИК-фотодиода преобразуется в заряд на емкости пикселя, коммутируется на столбцовый интегратор, выходное напряжение которого коммутируется на выходной усилитель (рис. 4).

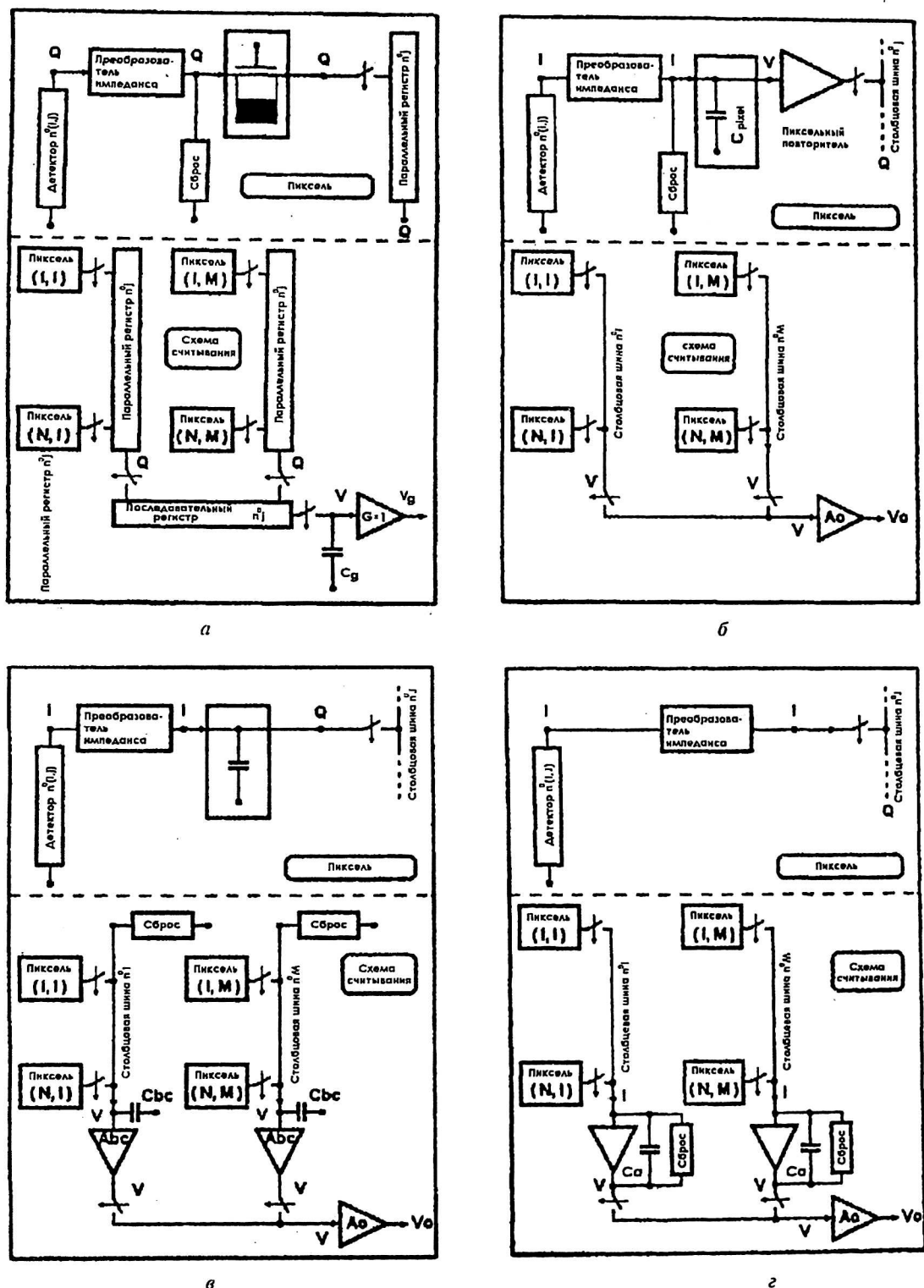
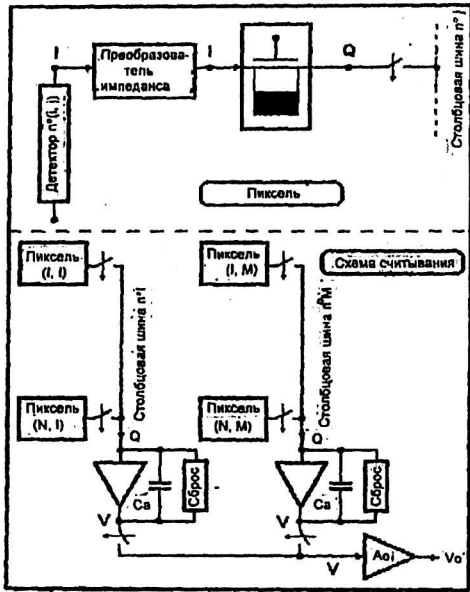


Рис. 3. Условная классификация архитектур схем считывания информации от матриц (или линеек) ИК-фотодиодов:

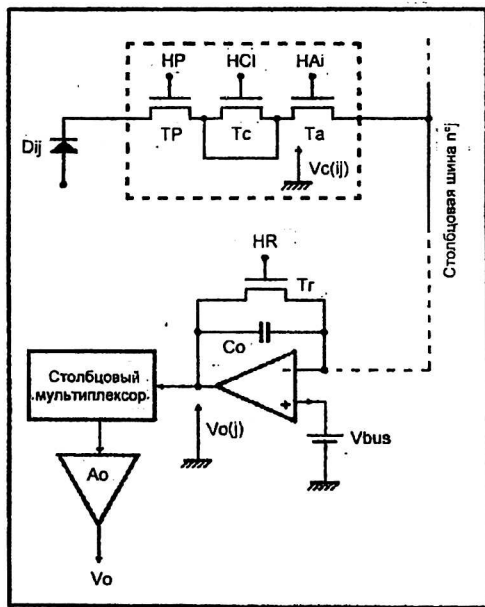
а — ПЗС-архитектура; *б* — с коммутируемыми повторителями; *в* — с делением на столбчатой шине; *г* — с выходным пиксельным интегрированием



д

Рис. 3. Продолжение:
д — с усилением мгновенно захваченного заряда (SCA-архитектура)

Рис. 4. Электрическая схема SCA-архитектуры



Данное разделение достаточно условно. Существуют электронные схемы, объединяющие или использующие отдельные элементы разных архитектур.

Каждая из архитектур имеет свои достоинства и недостатки. Например, только ПЗС-архитектура, хорошо зарекомендовавшая себя в матрицах видимого диапазона, имеет одинаковое время интегрирования и полную синхронизацию для всех пикселей. Однако она не позволяет реализовывать произвольную адресацию, произвольно менять формат изображения и применяется в настоящее время лишь для ФПУ не очень большого формата (как правило, число элементов $N \leq 10^4$). Кроме того, технология изготовления ПЗС отличается от наиболее распространенной КМОП-технологии (комплемментарная металл-окисел-полупроводник технология), требует решения специфических проблем (например, таких как обеспечение эффективности переноса при

низких температурах) и в настоящее время имеет более низкую плотность интеграции.

Остальные архитектуры реализуются по КМОП-технологии и позволяют обеспечить произвольную выборку. Общая проблема для всех указанных архитектур — проблема реализации в рамках одной технологии цифровых и аналоговых схем и ограниченность площади, которую можно отвести для аналоговых усилителей.

В настоящее время проектные нормы при конструировании БИС считывания приблизились к проектным нормам, применяемых при проектировании и изготовлении современных процессоров с сопоставимыми количествами транзисторов (до 10^7 в одном кристалле), но необходимо отметить, что в схемах считывания выполняются и аналоговые функции, которые вообще не используются в процессорных кристаллах [6].

Составляющие элементы схем считывания

Вне зависимости от архитектуры любую схему считывания можно разделить, как показано на рис. 5 для блок-схемы ИК ФПУ, на следующие основные элементы-схемы:

- схемы сопряжения ИК-фотодиодов со схемой считывания [схемы преобразования импеданса (impedance matching)];
- схемы предмультиплексорной обработки сигналов;
- схемы дешифрации/мультиплексирования;
- схемы усиления.

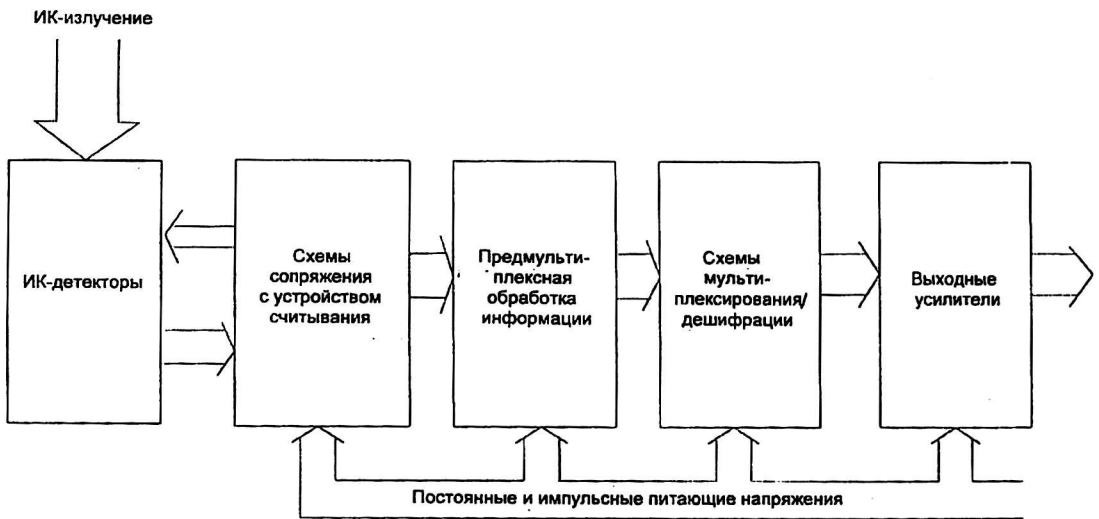


Рис. 5. Блок-схема ИК ФПУ

Данное разделение также достаточно условно. Одни и те же элементы конструкции могут выполнять различные функции.

Схемы сопряжения

Схемы сопряжения предназначены для снятия информации с ИК-фотодиодов и согласования входного сопротивления схемы считывания с сопротивлением ИК-фотодиодов. Они должны быть тщательно спроектированы, обладать высокой чувствительностью к сигналу, малой рассеиваемой мощностью, минимальными межпиксельными связями, вносить минимальный до-

бавочный шум, стабилизировать рабочую точку фотодиода. Существующие схемы сопряжения можно условно разделить на пять общезвестных типов (рис. 6) [4].

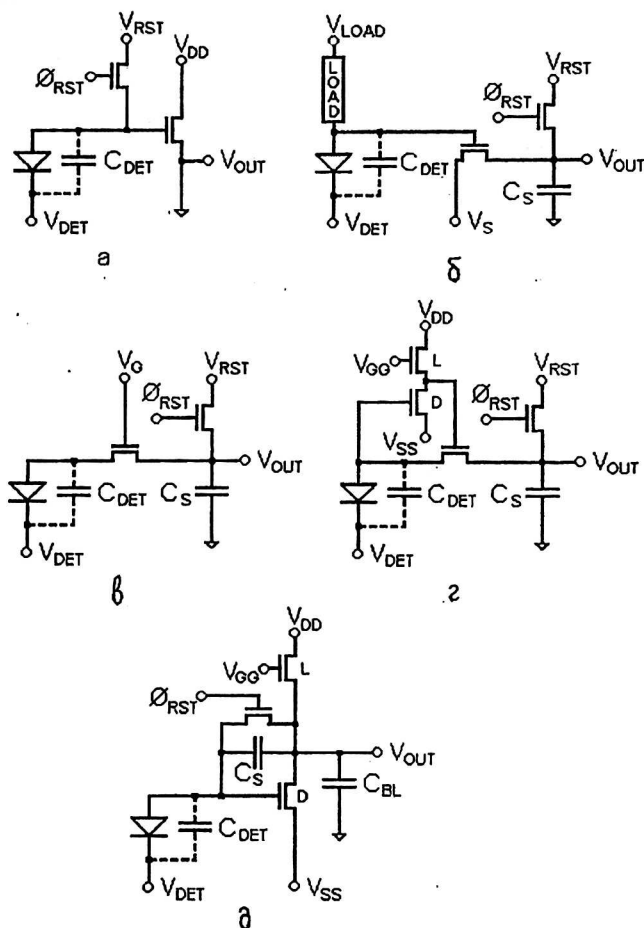


Рис. 6. Схема сопряжения ИК-фотодиодов и кремниевых схем считывания:
 а — с пиксельным истоковым повторителем; б — с затворной модуляцией;
 в — с прямой инжекцией; г — с буферизированной прямой инжекцией;
 д — с емкостным преобразующим усилителем или интегрирующим усилителем

1. *Схема с пиксельным истоковым повторителем* (The source follower per detector (SFD) circuit). Используется при низких фонах и низкой кадровой развертке (см. рис. 6, а). Фототок накапливается непосредственно на емкости детектора и параллельно с ней включенной входной емкости управляющего транзистора истокового повторителя. При больших потоках возможен выход из линейного режима, поэтому требует значительного начального обратного смещения на детекторе, что для многих детекторов недопустимо.

2. *Схема с модуляцией затвора* (Gate modulation (GM) circuit). Обладает токовым усилением (в некоторых случаях ослаблением). Требуется наличия высокоомной нагрузки для смещения детектора. Преобразует фототок в напряжение на емкости детектора и параллельно с ней включенной входной емкости. Накапливает сигнал на выходной емкости C_S . Оптимальна в коротковолновой части ИК-диапазона (short wavelength IR (SWIR)), когда требуется сверхвысокое входное сопротивление (см. рис. 6, б).

3. *Схема с прямой инжекцией* (Direct injection (DI) circuit). Наиболее широко распространенная схема сопряжения в силу своей простоты и высоких характеристик. Используется в 90 % матриц. Используется в области средней и длинной ($\lambda_{\text{cut-off}} \leq 12$ мкм) области ИК-диапазона (medium and long wavelength IR (MWIR, LWIR) respectively) (см. рис. 6, в).

4. *Схема с буферизированной прямой инжекцией* (Buffered direct injection (BDI) circuit) (см. рис. 6, г). Модернизированная схема прямой инжекции с применением усилителя обратной связи. По сравнению с предыдущей обладает увеличенным коэффициентом инжекции (близким к 1), более широкой полосой, меньшим уровнем шума. Оптимально может применяться в длинноволновой области ИК-диапазона и в средней области при недостаточном охлаждении приемника.

5. *Схема с емкостным преобразующим усилителем* (или интегрирующим усилителем) (Capacitive transimpedance amplifier (CTIA) circuit) (рис. 6, д). Представляет собой инвертирующий усилитель с емкостной отрицательной обратной связью, т. е. интегрирующий усилитель. Накапливает сигнал на емкости обратной связи. Используется при экстремально малых потоках в тех случаях, когда необходима широкая полоса пропускания сигнала, особенно при низких уровнях фоновых потоков.

При анализе возможностей применения этих схем в различных задачах необходимо учесть то, что в настоящее время развитие технологий изготовления детекторов на основе КРТ позволяет даже в длинноволновой ИК-области достигать высоких сопротивлений диодов, при динамическом сопротивлении $R_0A \geq 10$ Ом/см² и обычных размерах фотодиодов $A \leq 30 \times 30$ мкм, R_0 , как правило, превышает 10^6 Ом, а при обратных смещениях 50—100 мВ динамическое сопротивление фотодиодов КРТ, как правило, не менее 10^8 Ом.

Схема с модуляцией затвора требует наличия высокоомной нагрузки. В качестве таковой может служить МДП-транзистор, работающий в подпороговом режиме, либо специальные динамические каскады, обеспечивающие работу с наноамперными токами. Динамические каскады сами по себе весьма сложны и требуют как минимум два импульсных сигнала. Требования к нагрузочному транзистору, работающему в подпороговой области, такие же как и к транзистору прямой инжекции. Наиболее сложно при осуществлении накопления сигнала на выходном конденсаторе C_s , выполнить требование согласования порогового напряжения входного транзистора с обратным смещением детектора, которое обычно составляет десятки милливольт.

Схема буферизированной прямой инжекции объективно позволяет достичь лучших параметров по сравнению со схемой прямой инжекции. Однако такое преимущество заметно лишь при относительно небольших сопротивлениях фотодиодов. Для сопротивлений КРТ-фотодиодов, которые достигаются сегодня, оказывается, что при $R_0A = 10$ Ом/см² и размерах 25×28 мкм², коэффициент инжекции γ для схемы с прямой инжекцией при разных уровнях температуры фона от -20 до $+120$ °С изменяется от 0,887 до 0,884, для буферизированной схемы (при коэффициенте усиления 10) от 0,993 до 0,998, при этом для схемы с буферизированной прямой инжекцией NDET изменяется в пределах $NDET = 80,14 \div 38,66$ мК, а для схемы прямой инжекции — $NDET = 81,9 \div 40,6$ мК.

Таким образом, для фотодиодов с относительно высоким сопротивлением улучшение составляет менее 5 %. Для диодов более высокого качества оно еще меньше. С другой стороны, схема с буферизированной прямой инжекцией имеет дополнительные элементы и, следовательно, требует дополни-

тельной площади, что в матричных фотоприемниках зачастую невыполнимо. Кроме того, в данном случае повышаются требования к технологии изготовления схем считывания.

Усилительный каскад должен быть тщательно спроектирован, при этом появляются дополнительные требования к пороговому напряжению управляющего транзистора. Учитывая, что обратное смещение на фотодиодах обычно изменяется в пределах 30—100 мВ, управляющий транзистор должен иметь встроенный канал с пороговым напряжением (для *n*-канальных схем) $0,5 \div 1,0$ В и с разбросом порогового напряжения в пределах модуля менее ± 5 мВ. Уменьшение разброса пороговых напряжений управляющего транзистора является важной задачей, так как определяет однородность уровня выходных напряжений мультиплексора устройства считывания.

Получение заданных значений пороговых напряжений осуществляется путем имплантации примеси в подзатворную область и требует жесткого контроля за исходным пороговым напряжением, дозой и энергией легирующей примеси.

Для схем с прямой инжекцией в качестве транзистора прямой инжекции используется транзистор с исходным порогом (т. е. без подлегирования области канала). Величина порогового напряжения такого транзистора должна находиться в пределах $100 \div 200$ мВ (при комнатных температурах) и иметь разброс в пределах модуля не более ± 5 мВ. Это обычные требования для схем, изготавливаемых на кремниевых пластинах диаметром 100 мм, соответствующих 206 ТУ, в чистых помещениях класса 100 (и выше). Для схем считывания, спроектированных и изготовленных на типичной производственной базе с проектными нормами 1,5 мкм [7, 8] процент выхода для схем считывания 4×288 (кристалл размером $9,5 \times 7,5$ мм²) достигал 30 %. Фотография части такой схемы считывания показана на рис. 7.

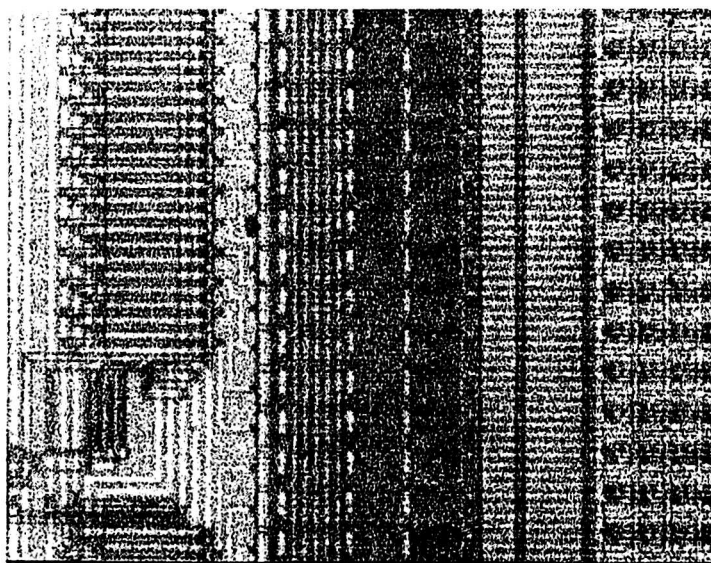


Рис. 7. Фрагмент схемы считывания $2 \times 4 \times 144$

Типичная гистограмма разброса порогового напряжения входных транзисторов для схем считывания 4×288 для температур из тестирования и отбраковки $T = 300$ К и для температур эксплуатации $T = 77$ К представлена на рис. 8.

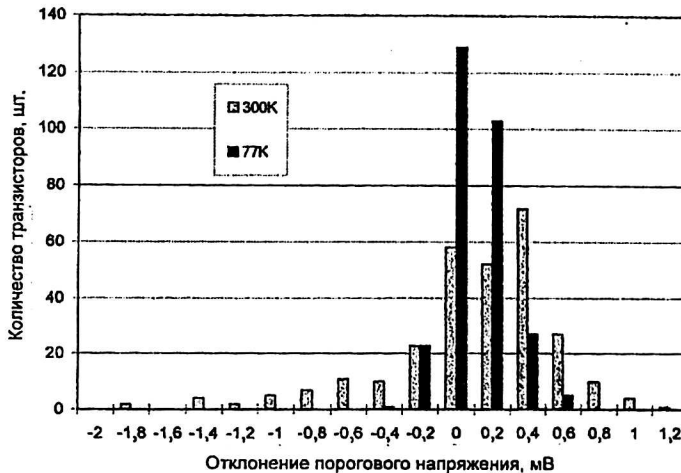


Рис. 8. Гистограмма отклонений пороговых напряжений от номинального значения

Важнейшим параметром схем считывания является величина зарядовой емкости (charge handling capacity). Это емкость C_s , на которой происходит накопление информационного заряда. Ее величина ограничена размерами пикселя. Для матричной архитектуры при типичном размере пикселя 35×35 мк и стандартном КМОП технологическом процессе, когда емкость образуется между поликремневым электродом и подложкой, при толщине подзатворного окисла 250 А, величина емкости ограничена указанной площадью и не может превышать 1,5 пФ. Реально, учитывая наличие других элементов, емкость может быть не более половины этого значения, т. е. $C_s \leq 0,75$ пФ. При 5 В размахе напряжения это соответствует 3,75 пК информационного заряда. Увеличение этих значений достижимо уменьшением толщины окисла (что представляет определенную проблему), либо применением других технологических процессов, типа анизотропного травления V-образной канавки, что применялось в схемах динамической памяти. Специалисты LETI-CEA (Франция) предлагают использовать удвоение напряжения на накопительной емкости (аналогично как это делается в ПЗС “пожарных цепочках”, см. рис. 4). Это позволяет увеличить величину зарядовой емкости до 7,9 пК [9].

Схемы предмультиплексорной обработки

Данные схемы обработки информации обычно конструктивно представляют собой одно целое со схемами сопряжения и обеспечивают увеличение отношения сигнал/шум, устранение избыточного заряда, связанного большими уровнями темновых токов, предотвращение расплывания заряда между соседними пикселями при перегрузке (переполнении) одного из них, уменьшение сигнального заряда при больших фоновых и сигнальных засветках. К ним относятся схемы вычитания (partition), деления (skimming), предотвращения засветки (antiblooming), схемы временной задержки и накопления (ВЗН) (Time delay and integration — TDI).

Для достижения подавления токов, не связанных с поступлением на фотоприемники полезного сигнала, перед КМОП или ПЗС мультиплексированием, возможно несколько решений [7, 10—12]. Среди них: сужение спектрального диапазона ФПУ путем применения фильтров или других устройств, уменьшение поля зрения ФПУ, уменьшение времени интегрирования (что приводит к ухудшению отношения сигнал/шум), многократная выборка, кон-

струирование специальных устройств (считывание уменьшенного кадра, вычитание уровня по постоянному току, антиблуминг, деление заряда, вычитание заряда и др.). В данном случае будут рассмотрены только традиционно и широко применяемые для этих целей схемы деления и вычитания.

Высокая интенсивность фонового излучения и/или невысокое качество фотодиодов (низкие значения динамического сопротивления) приводят к переполнению накопительной емкости. Величина зарядовой емкости большинства изготавливаемых ФПУ составляет порядка 1,2-2,4 пК. При размерах диода $A \approx 30 \times 30$ мкм², сопротивлении $R_0A = 10$ Ом/см² и времени накопления 20 мкс, и угле зрения $FOV = 31^\circ$ эти значения достигаются при температуре объекта $T \approx 100$ °С. Это является причиной либо потери части информационного сигнала, если это происходит в одном или нескольких элементах, либо ухудшения разрешающей способности, если это происходит во всех или в большинстве элементов.

Для борьбы с этим явлением используется вычитание части заряда и/или деление заряда в накопительной емкости, что позволяет расширить динамический диапазон [10, 11]. Реализация этих режимов, например, в ПЗС-архитектурах, осуществляется с помощью дополнительных элементов, вводимых во входные цепи. На рис. 9 эти дополнительные элементы — затвор вычитания/деления $G1$, транзистор управления переносом заряда в ПЗС $G2$, дополнительная емкость $C2$. Детально одна из возможных конструкций схемы деления/вычитания представлена на рис. 10 для 4-фазной схемы считывания многорядной линейки фотодиодов $2 \times 4 \times 144$ с ВЗН.

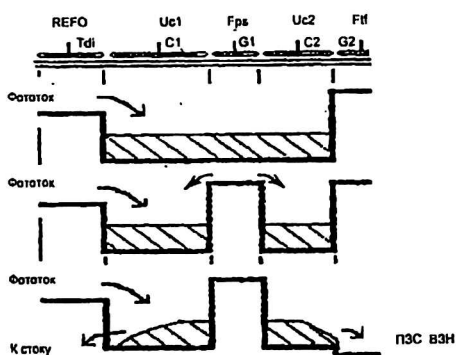


Рис. 9. Схематическое распределение потенциала и заряда при включении мод деления/вычитания

В режиме деления информационный заряд делится между двумя емкостями пропорционально их величине. Затем канал между ними отключается и заряд распределяется пропорционально величинам емкостей. Затем канал между емкостями перекрывается и заряд из емкости $C2$ передается в ПЗС, а заряд из емкости $C1$ удаляется в сток транзистора антиблуминга. В режиме вычитания значительная постоянная величина части полного заряда остается в некоторой потенциальной яме, тогда как небольшая величина избыточного заряда, считываемого сигналом, может перетечь в соседнюю яму и затем передаться на выходное устройство.

В этом режиме к затвору $G1$ прикладывается постоянное напряжение, создающее барьерный потенциал между емкостями $C1$ и $C2$. Заряд из емкости $C1$ удаляется импульсом F_{ps} , часть заряда, перетекшего через барьер, сбрасывается в ПЗС. В такой схеме естественно весь шум, заключенный в объемном заряде, передается в ПЗС. Возникающий дополнительный шум связан с неопределенностью установки потенциалов под электродами $C1$ и $G1$ и шумами постоянных напряжений этих электродов.

В режиме вычитания суммарный шум определяется выражением:

$$\Delta Q_{\Sigma n}^2 = \Delta Q_{0n}^2 + C_1^2 \left\{ kT \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{G1}} \right) + \Delta U_1^2 + \Delta U_{G1}^2 \right\}. \quad (2)$$

В комбинированном режиме вычитания/деления суммарный шум имеет вид:

$$\Delta Q_{\Sigma n}^2 = \frac{1}{n^2} \left\{ \Delta Q_{0n}^2 + kTC + C^2 (\Delta U_1^2 + \Delta U_2^2) + kTC_{G1} \right\}, \quad (3)$$

где $C = C_1 + C_2$, ΔQ_{0n} — шум входного заряда;

ΔU_1 и ΔU_2 — шумовые потенциалы электродов C_1 и C_2 , соответственно;

C_{G1} — емкость затвора $G1$;

ΔU_{G1} — шумовой потенциал электрода $G1$;

$n = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$ — коэффициент деления.

В режиме деления, при использовании параметров схемы считывания Sofradir 288x4 или аналогичный следует из (1):

шумовой заряд входного сигнала при температуре фона 120 °С и времени интегрирования 20÷40 мкс составляет 3000÷4000 е [первый член выражения (1)];

kTC -шум (второй член выражения) порядка 60 е;

дополнительный kTC -шум (третий член), связанный с неопределенностью возврата заряда из-под электрода $G1$ порядка единиц электронов;

шумовой заряд, связанный с шумовыми потенциалами затворов составляет при шумовом потенциале 100 мВ сотни электронов, при шумовом потенциале 1 мВ тысячу электронов (четвертый и пятый члены выражения).

Общее ухудшение соотношения сигнал/шум (естественно и минимальной разрешаемой температуры (NEDT)) составляет не более 1—2 % при высоком уровне стабилизации постоянных напряжений. Амплитуда максимального входного сигнала при этом увеличивается в $1/n$ и, следовательно, практически в n раз увеличивается динамический диапазон.

В случае использования режима вычитания kTC -шум составляет порядка 120 е [второй член выражения (2)]. Шумовой заряд, связанный с шумовым потенциалом электродов, составляет 230 е при 100 мВ шумовом потенциале (третий и четвертый члены).

Из приведенных цифр видно, что ухудшение минимальной разрешаемой разности температур в любом режиме уменьшения фона при хорошей стабилизации питающих напряжений (шумовой потенциал менее 100 мкВ) составляет не более нескольких процентов. Однако при этом динамический диапазон может быть увеличен в несколько раз.

Антиблуминг (предотвращение засветки). Низкие контрасты тепловых излучений делают маловероятным пиковое повышение интенсивности излучения в локальной точке, однако дефект единичного диода может приводить к появлению избытка заряда в одном или нескольких рядом расположенных элементах. Для предотвращения искажения информации в соседних элементах необходимо создать принудительный сток для сбора избыточного заряда. Это реализуется с помощью дополнительных стоков, окружающих пиксель, и барьерных электродов. Дополнительные стоки собирают заряд, выбрасывае-

мый в подложку, а барьерные электроды и антиблёминговый сток предотвращают переполнение в отдельном элементе.

Режим ВЗН. Для увеличения времени интегрирования и сохранения пространственного разрешения используется метод ВЗН. Схема реализации этого метода показана на рис. 10. В этом случае сигнал, соответствующий определенной точке изображения, получается путем последовательного суммирования откликов от нескольких чувствительных элементов. Естественно необходима синхронизация движения изображения от элемента к элементу с частотой сдвига заряда (сигнала) или с частотой коммутации. В этом случае сигналы когерентно складываются в каждом элементе ВЗН. Если источники шума независимые (а при рабочих температурах порядка 80 К, это можно предположить в связи с практическим отсутствием тока термогенерации), то они складываются некогерентно. Таким образом при M последовательных детекторов происходит увеличение времени экспозиции в M раз без потери пространственного разрешения с сохранением времени сканирования. Естественно отношение сигнал/шум увеличивается в \sqrt{M} раз.

Схемы дешифрации/мультиплексирования

Схемы дешифрации/мультиплексирования могут быть реализованы как КМОП-дешифраторы, управляющие ключами, так и в виде регистров сдвига на ПЗС. В случае использования КМОП-дешифраторов, конструкции которых хорошо известны и их проектирование не представляет проблем, основная нагрузка переносится на аналоговые столбцовые и выходные усилители. Площадь, отводимая под столбцовые усилители, ограничена по одной координате размером пикселя, что усложняет конструкцию такого усилителя, требования по шумовым характеристикам к которому весьма высокие.

В случае, если нет необходимости осуществлять произвольную выборку, а можно ограничиться построчным сканированием, для этого наиболее удобны регистры на приборах с зарядовой связью. Выбор типа ПЗС-регистра в первую очередь определяется максимальной величиной зарядового пакета (charge handling capacity of CCD) и неэффективностью переноса заряда. Неэффективность переноса приводит к возникновению перекрестных помех между соседними каналами. Это связано с тем, что потери заряда k -канала, связанные с неэффективностью переноса, попадают в $k+1$ -канал. Если считать, что весь оставшийся заряд суммируется со следующим зарядовым пакетом, то в случае объединения 18 каналов (как в конструкции фирмы Sofradir, 288x4) при неэффективности переноса $\epsilon = 10^{-4}$ наибольшее значение перекрестных помех составляет $2 \cdot 18 \cdot \epsilon = 3,6 \cdot 10^{-3}$, т. е. 49 дБ, при $\epsilon = 10^{-5}$ — $3,6 \cdot 10^{-4}$, т. е. 69 дБ, при $\epsilon = 10^{-3}$ — $3,6 \cdot 10^{-4}$, т. е. 29 дБ, при $\epsilon = 10^{-2}$ — всего 9 дБ.

Известно, что при комнатной температуре наилучшие показатели у ПЗС со скрытым каналом. Однако при понижении температуры ниже 150 К ситуация становится неоднозначной. В работе [12] приводятся данные о ухудшении эффективности переноса для скрытого канала при температурах ниже 100 К, а для поверхностного — при температурах ниже 200 К. В [13] приводятся данные об ухудшении эффективности переноса для скрытого канала при температурах ниже 70 К, а в [14] — при температурах ниже 90 К. Эти данные приводятся для идентичных конструкций и технологий изготовления скрытого канала.

Исследования, проведенные в данной работе, показали, что для скрытого канала, глубиной 0,65 мкм, полученного имплантацией фосфора с дозой $1,12 \cdot 10^{12}$ в подложку p -типа с концентрацией дырок $P \approx 10^{15} \text{ см}^{-3}$, при длине электрода 8 мкм и ширине 100 мкм, ухудшение эффективности переноса наступает при температурах ниже 150 К, и на температуре жидкого азота — достигает двух порядков (рис. 11).

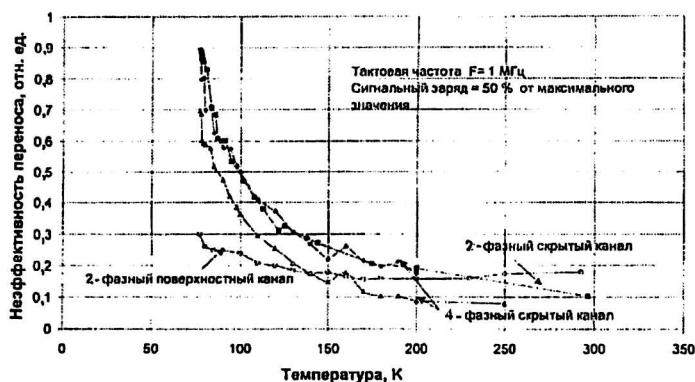


Рис. 11. Зависимость неэффективности переноса от температуры в кремниевых ПЗС

В тоже время для этой же конструкции ПЗС с поверхностным каналом ухудшение эффективности начинается ниже 100 К и при температуре жидкого азота — достигает всего 2—3 раз. Поэтому при температуре 77 К исследования дали практически одинаковые значения для коэффициента неэффективности переноса для скрытого и поверхностного канала.

Динамический диапазон ПЗС. Ограничения по динамическому диапазону ПЗС связано с максимальной величиной зарядового пакета и суммарным среднеквадратическим шумовым зарядом. Максимальная величина зарядового пакета определяется величиной тактового напряжения и конструкцией прибора. Для двухфазных ПЗС максимальная величина зарядового пакета определяется величиной потенциального барьера под электродами одной фазы, для четырехфазных — амплитудой тактового напряжения и размерами электрода. Основными источниками шума (учитывая только внутренние шумы) в ПЗС-мультиплексоре являются:

- шум ввода;
- дробовой шум темнового тока;
- шумы захвата на ловушки;
- шумы выходного усилителя.

Шумом ввода заряда в данном случае является шум считывающих устройств с ИК-датчиков. Дробовой шум темнового тока зависит от процессов локальной тепловой генерации носителей. Он прямо связан с температурой прибора и при рабочих температурах порядка 80 К им можно пренебречь. Шумы захвата на ловушках оцениваются величинами порядка 100—300 электронов. При шуме ввода, составляющем порядка 3000 электронов, эти шумы дают незначительную добавку.

Схемы усиления

Для вывода информации во внешние цепи необходимо произвести преобразование информационного заряда в напряжение и усилить его. КМОП аналоговые усилители представляют особую проблему и в рамках данной статьи не рассматриваются. В случае использования ПЗС-мультиплексоров на выхо-

де ПЗС-регистра обычно используется широко известный усилитель с плавающей диффузионной областью. Он состоит из малой чувствительной емкости (плавающей диффузии), транзистора сброса, и истокового повторителя с внешней нагрузкой. Преобразование сигнального заряда в напряжение происходит на выходной емкости считываемого узла C_s , поэтому необходимо стремиться к уменьшению нелинейной составляющей этой емкости. Основным шум выходного усилителя — это шум, связанный с установкой потенциала плавающей диффузионной области. Этот шум определяется флуктуацией заряда емкости C_s , возникающей после сброса потенциала на затворе транзистора сброса. Он определяется выражением [15]

$$q_n = \sqrt{kTC_s}. \quad (4)$$

При температуре T порядка 80 К и C_s порядка 0,2 пФ, данный шум составляет около 90 электронов. Эксперименты показывают, что его нужно увеличить примерно в $\sqrt{2}$ раз. Это связано с неконтролируемой частью заряда, которая выбрасывается из-под затвора сбрасывающего транзистора и может попадать в емкость считываемого узла. Это большая величина, но она может быть значительно уменьшена применением двойной коррелированной выборки.

Ниже приведена таблица с параметрами некоторых схем считывания для фотодиодов КРТ спектрального диапазона 8—12 мкм.

Тип ФПУ, изготовитель, страна	Технология изготовления схемы считывания	Проектные нормы, мкм	Размер диода, мкм ²	Зарядовая емкость, пК	Размах вых. сигнала, В	Макс. частота, МГц	NEDT, мК при $T_{шпегр} = 20$ мкс
Линейка КРТ 2х64, ИФП РАН, г. Новосибирск, ИФП НАНУ, Украина	<i>n</i> -канальный ПЗС с поверхностным каналом	2,0	50х50	2,1 4,2 (деление) 8,5 (вычитание/деление)	4,5	2,0	100
Схема считывания 2х4х144, ВЗН, ИФП НАНУ, Украина	<i>n</i> -канальный ПЗС со скрытым каналом	1,6	25х28	0,6 2,4 (деление) 4,2 (вычитание/деление)	5,0	2,0	35 (расчет)
BD 610XX — 2х4х144 LW IRCCD TDI, SOFRADIR, Франция [16]	<i>n</i> -канальный ПЗС с поверхностным каналом	1,6	25х28	0,325 1,3 (деление) 2,4 (вычитание/деление)	5,0	2,0	20
ID TL005 — 2х4х144 LW IRCCD TDI, SOFRADIR, Франция [16]	<i>n</i> -канальный ПЗС со скрытым каналом	1,6	25х28	0,3 1,3 (деление) 2,4 (вычитание/деление)	4,0	2,0	25
ID TL061 — 2х4х144 LW IRCCD IDDCА, SOFRADIR, Франция [16]	КМОП	1,6	25х28	0,25 1,0 (деление) 2,6 (вычитание/деление)	2,5	4,0	25
BD ML006 128х128 LWIR DDA, SOFRADIR, Франция [16]	КМОП	1,2	50х50	19	2,8	5,0	10
ID ML034 320х240 LWIR IDDCА, Франция [16]	КМОП	1,0	30х30	5,6	2,8	5,0	16

Выводы

Анализ современных конструкций и параметров схем считывания для ФПУ ИК-диапазона показывает, что их конструкции в случае многорядных линеек с ВЗН и матриц обеспечивают получение минимальной разрешаемой температуры (NEDT) в пределах 10—35 мК, динамического диапазона 75—85 дБ. В матричных конструкциях с высокой разрешающей способностью предпочтительно использование архитектуры с усилением мгновенно захваченного заряда (Snapshot Charge Amplifier), в линейных структурах с ВЗН — ПЗС-архитектурой. Для большинства применений в спектральной области 8—12 мкм в качестве схем сопряжения используются схемы прямой инъекции. Для регистрации очень малых потоков — схему емкостного преобразующего усилителя. Применение ПЗС-мультиплексоров требует тщательной проработки конструкции и технологии изготовления с учетом ухудшения параметров при криогенных температурах.

Литература

1. Fossum E. and Pain B. Infrared readout electronics for space science sensors: State of the art and future directions: Proc. SPIE. 1994. V. 2020. P. 262—285.
2. Tribolet Ph., Hirel Ph., Lussereau A. and Vuillermet M. Main results of SOFRADIR IRFPAs including IR CCD and IR CMOS detectors// Proceed. SPIE. 1996. V. 2552. P. 369—380.
3. Vampola J. L. Readout electronics for infrared sensors. in Electro-Optical Components, edited by W. D. Rogatto, SPIE Opt. Eng. Press, 1993. Ch. 5.
4. Kozłowski L. J. and Kosonocky W. F. Infrared detector arrays, in Handbook of Optics, edited by M. Boss, W. Van Stryland, D. R. Williams, and W. L. Wolfe, McGraw-Hill, New York, 1995.
5. Mottin E., Pantigny P. and Boch R. An improved architecture of IRFPA readout circuits: Proc. SPIE. 1996. V. 3061. P. 117—126.
6. Vural K., Kozłowski L. J., Cooper D. E., Chen C. A., Bostrap G., Cabelli C., Arias M. J., Bajaj J., Hodapp K. W., Hall D. N.-B., Kleinhaus W. E., Price G. G., Pinter J. A. 2048x2048 HgCdTe focal plane arrays for astronomy applications// Proceed. SPIE. 1999. V. 3698. P. 24—35.
7. Sizov F. F., Derkach Yu. P., Kononenko Yu. G., Reva V. P. Testing of readout device processing electronics for IR linear and focal plane arrays// Ibid. V. 3436. P. 942—948.
8. Sizov F. F., Derkach Yu. P., Reva V. P., Kononenko Yu. G. MCT sensor readout devices with charge current injection and preliminary seagnal treatment. Testing procedure// Opto-Electronics Review. 1999. V. 7. № 4. P. 327—338.
9. Destafanis G., Andebert P., Mottin E., Rambaud P. High performance LWIR 256x256 HgCdTe// Proc. SPIE. 1996. V. 3061. P. 110—115.
10. Kozłowski L. J., Mclevige W. V., Cabelli S. A., Vanderwyck A. H. B., Copper D. E., Blazejewski E. R., Vural K. and Tennant W. Attainment of high sensitivity at elevated operating temperatures with staring hybrid HgCdTe on sapphire focal plane arrays// Optical Engineering. 1994. № 33. P. 704—715.
11. Nicolas P., Pantigny Ph., Cluzel J., Vilain M., Ouvrier Buffet J. L., Yon J. J. An in pixel selfcalibrating IR FPA// Proc. SPIE. 1994. V. 2269. P. 406—416.
12. Chow K. C., Rode J. P., Seib D. H., Blackwell J. D. Hybrid focal plane arrays// IEEE Trans. Electron Devices, 1982. ED-29, 3—13.
13. Kimata M., Denda M., Yutani N., Tsubouchi N. and Uematsu S. Low-temperature characteristics of buried channel charge coupled devices// Jap. J. Appl. Phys. 1983. № 22. P. 975—980.
14. Bandhart E. K., Lavine J. P., Trabka E. A., Nelson E. T. and Burkey B. C. A model for charge transfer in buried channel charge coupled deviced at low temperatures// IEEE Trans. Electron Devices. 1991. № 38. P. 1162—1174.
15. Трищенко М. А. Фотоприемные устройства и ПЗС. — М.: Радио и связь, 1992. — 400 с.
16. SOFRADIR data sheet, 1999.

Problems of designing and producing readout circuits for IR-photodiodes

V. P. Reva, F. F. Sizov

Institute for Semiconductor Physics of the Ukraine NAS, Kiev, Ukraine

Silicon technologies of manufacturing readout devices of multielement linear and array photodiode structures are principle today at designing and producing hybrid PDA of IR range. Usually such readout devices include IR photodiode conjugated circuits, premultiplexer processing circuits (storage, division, skimming, antiblooming, multiplexing circuits, amplifying circuits. Circuits conjugating four well-known types are used depending of the spectral range of PDA using. Interdependences of photodiode output parameters (D^ , NETD) and conjugated circuits are discussed. Requirements for technological parameters of readout devices are also discussed. Use of premultiplexer processing of electrical signals from photodiodes allows to expand a dynamic range of PDA but brings to degradation of their parameters. Operating characteristics of some readout devices in different modes — division, skimming, skimming + division are given. NETD evaluations in these modes are given. CCD registers which are usually used as multiplexers in PDA with photodiodes linear arrays are discussed. Temperature dependencies of transfer efficiency for different types of CCD (with surface and bulk channel, four- and two-phase ones) produced according to different technologies are discussed. Comparative characteristics of PDA having readout circuits both with the use of CMOS and CCD technologies are considered.*