

Представитель в Санкт-Петербурге

ЦУКАНОВ Ю.В.

Tel.: 2 5 2 - 0 1 - 4 0

e-mail: inf @ autex.spb.ru



РАЗДЕЛ 5

ДАТЧИКИ С ВЫСОКИМ ИМПЕДАНСОМ

РАЗДЕЛ 5: ДАТЧИКИ С ВЫСОКИМ ИМПЕДАНСОМ

Уолт Кестер, Скотт Вёрсер, Чак Китчин

- **Предусилитель для фотодиода**
- **Компенсация в высокоскоростном фотодиодном I/V конверторе**
- **Высокоимпедансные датчики с зарядом на выходе**
- **CCD/CIS обработка изображений**

Существует много популярных датчиков, которые обладают высоким выходным сопротивлением (более нескольких МΩ), и следует тщательно продумывать конструкцию связанных с ними цепей нормирования с тем, чтобы удовлетворить требованиям низких входных токов, шумов и высокого усиления. Большая часть данного раздела посвящена анализу предусилителей сигналов с фотодиодов. Данное приложение раскрывает большое число вопросов, возникающих при нормировании сигналов с датчиков высокого импеданса и предлагает практические решения, применимые почти для всех датчиков подобного типа. Другим типом обсуждаемых датчиков являются датчики с выходным сигналом в виде некоторого заряда и приборы с зарядовой связью (CCD, ПЗС).

- ◆ Предусилители для фотодиодов
- ◆ Пьезоэлектрические датчики
 - ◆ Акселерометры
 - ◆ Гидрофоны
- ◆ Мониторы влажности
- ◆ pH мониторы
- ◆ Химические датчики
- ◆ Дымовые датчики
- ◆ Приборы с зарядовой смесью и контактные датчики для обработки изображений

Рис.5.1. Датчики с высоким импедансом.

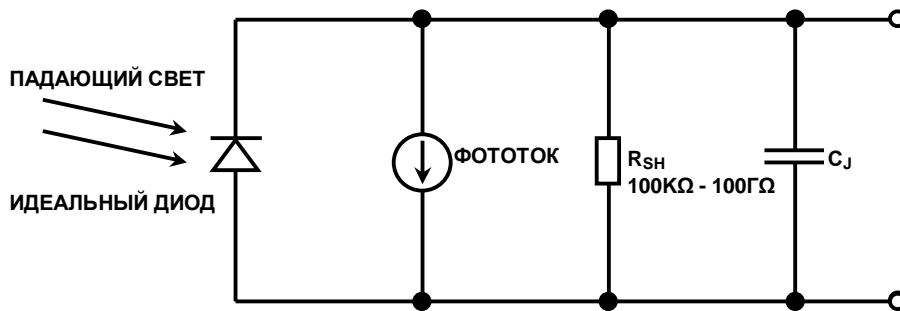
Предусилитель для фотодиода

Фотодиоды генерирует малый выходной ток, величина которого пропорциональна уровню их освещенности. Они нашли весьма широкий спектр приложений, от устройств прецизионного измерения в светотехнике до высокоскоростных приемников в оптической связи.

Эквивалентная схема фотодиода показана на Рис.5.3. Один из стандартных методов для определения чувствительности фотодиода состоит в измерении его фототока при короткозамкнутой внешней цепи при заданном световом потоке от известного источника света. Наиболее часто используемым таким источником является лампа с вольфрамовой нитью накаливания, работающая при температуре 2850К. При освещенности 100 fc (фут-свечей) (соответствует уровню освещенности в хмурый день) фототок короткого замыкания лежит в пределах от пА до сотен мА для диодов малой площади (менее 1мм²).

- ◆ Оптика: фотометрия, автофокусировка, управление вспышкой
- ◆ Медицина: томография (гамма-детектор), анализаторы состава крови
- ◆ Автостроение: системы управления передним светом, детекторы внешней освещенности
- ◆ Связь: приемники с оптических кабелей.
- ◆ Промышленность: сканеры кодовых этикеток, датчики положения, лазерные принтеры.

Рис.5.2. Приложения для фотодиодов.

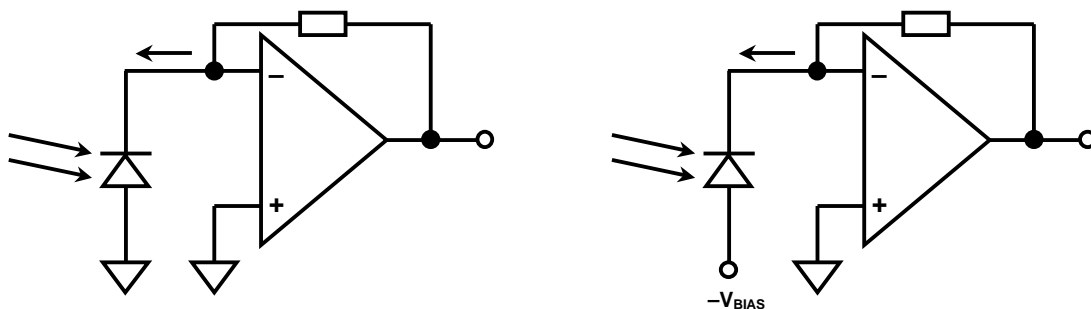


ПРИМЕЧАНИЕ: R_{SH} УВЕЛИЧИВАЕТСЯ В ДВА РАЗА ПРИ ВОЗРАСТАНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ НА КАЖДЫЕ 10°

Рис.5.3. Эквивалентная схема фотодиода.

Ток короткого замыкания фотодиода чрезвычайно линеен от освещенности - более 6 .. 9 декад и поэтому часто используется как мера абсолютной освещенности. Напряжение на диоде при разомкнутой цепи меняется логарифмически от уровня освещенности, но вследствие его сильной температурной зависимости, напряжение на фотодиоде редко используют для точного измерения интенсивности света.

Параллельное сопротивление R_{SH} составляет обычно около 1000Мом при комнатной температуре и уменьшается в 2 раза на каждые 10°C роста температуры. Емкость диода C_j является функцией площади перехода и обратного приложенного напряжения. Для фотодиода малой площади при нулевом смещении емкость 50 пФ является типовой.



ФОТОВОЛЬТАЖНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ

- ◆ Нулевое смещение
- ◆ Нет темнового тока
- ◆ Линеен
- ◆ Малый шум (Джонсона)
- ◆ Прецизионные приложения

ФОТОКОНДУКТИВНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ

- ◆ Обратное смещение
- ◆ Имеется темновой ток
- ◆ Нелинеен
- ◆ Шум выше (Джонсона + дробовой)
- ◆ Быстродействующие приложения

Рис.5.4. Режимы работы фотодиода.

Фотодиоды могут работать при нулевом смещении (фотovoltaжное включение - слева), либо при обратном смещении (фотопроводящее включение - справа), как показано на Рис.5.4. Наиболее высокая линейность работы достигается при фотovoltaжном включении, тогда как наиболее высокая скорость переключения реализуется в фотопроводящем включении (за счет линейности). При обратном смещении в цепи будет протекать малый ток даже при отсутствии освещенности - *темновой ток*. В фотovoltaжном включении темновой ток отсутствует, и шум является тепловым шумом параллельного резистора (выходного сопротивления). В случае фотопроводящего включения появляется дополнительный источник дробового шума (темновой ток). На этапе производства фотодиоды адаптируются для включения в одном или другом режиме (и используется только один режим, но не оба). На Рис.5.5 приводится цифра фоточувствительности малого фотодиода SD-020-12-001, а спецификации даются на Рис.5.6. Данный диод будет использоваться в приводящихся примерах.

- ◆ Площадь: 0.2 мм
- ◆ Емкость: 50 пФ
- ◆ Параллельное сопротивление: @ 25°C 100MΩ
- ◆ Максимальный линейный выходной ток: 40 мА
- ◆ Время отклика: 12 нс
- ◆ Фоточувствительность: 0.003 мкА/лкс

Рис.5.5. Спецификации фотодиода (Silicon Detector Part Number SD-020-12-001).

Освещение	Освещенность, лкс	Ток короткого замыкания
Прямой солнечный свет	1000	30 мкА
Хмурый день	100	3 мкА
Сумерки	1	0.03 мкА
Полнолуние	0.1	3000 пА
Безлунная ночь	0.001	30 пА

Рис.5.6. Зависимость тока короткого замыкания фотодиода от освещенности.

Наиболее простой способ преобразовать ток фотодиода в более удобную величину. Напряжение состоит в конвертировании тока с помощью преобразователя ток - напряжение – ПТН (см. Рис.5.7).

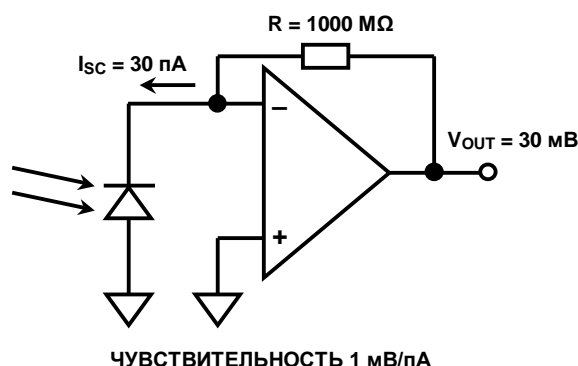


Рис.5.7. Преобразователь ток - напряжение (упрощенно).

Нулевое напряжение на диоде поддерживается потенциалом виртуальной земли операционного усилителя, а ток короткого замыкания преобразуется в напряжение. При максимальной чувствительности усилитель должен регистрировать токи диода до 30 пА. Это предполагает что резистор обратной связи должен быть весьма большой величины, а входной ток усилителя - весьма малой. Для тока в 30 пА сопротивление 1000 МΩ даст напряжение 30 мВ. Выберем величину 1000 МΩ в качестве сопротивления диапазона максимальной чувствительности. Это даст выходное напряжение 10 мВ при токе диода 10 пА, и 10 В при токе 10 нА, что составит 60 дБ по динамическому диапазону. Для более высоких освещенностей усиление схемы следует уменьшить путем понижения величины резистора обратной связи. В случае же максимальной чувствительности, мы должны различать изменение интенсивности света при переходе от безлунной ночи (0.001 fс) к полнолунию (0.1 fс)!

Отметим, что мы выбрали для получения максимального усиления один каскад, а не использовали два. Это было сделано для того, чтобы увеличить отношение сигнал - шум (С-Ш). Если уменьшить сопротивление обратной связи в два раза, уровень сигнала уменьшится в 2 раза, а шум резистора уменьшится только в $\sqrt{2}$ раз. Отношение сигнал-шум уменьшится на 3 дБ, если полоса не изменится. В дальнейшем при выполнении анализа мы покажем, что резисторы вносят максимальный вклад в полный выходной шум каскада.

Для точного измерения токов фотодиода в диапазоне десятков пА, входной ток ОУ должен быть не более нескольких единиц пА. Что существенно сужает область выбора операционных усилителей. Индустриально стандартный OP07 с ультра низким напряжением смещения (10 мкВ) и биполярной технологией имеет неприемлемо высокий входной ток 4 нА (4000 пА!). Даже супер-бета биполярные ОУ с компенсацией входного тока (как OP97) имеют входные токи порядка 100 пА при комнатной температуре и подойдут только для приложений, эксплуатируемых при очень высоких температурах, поскольку здесь входные токи не удваиваются на каждые 10°C увеличения температуры как происходит в случае с FET каскадами. Для нашего предусилителя выбран электрометрический операционный усилитель (работает в ограниченном температурном диапазоне). Рис.5.8 приводит рабочие характеристики популярных электрометрических операционных усилителей с FET входами.

Устройство	V_{os} MAX	TK V_{os} MAX	I_B MAX*	Шум 0.1 - 10 Гц	Корпус
AD549	250 мкВ	5 мкВ/°C	100 фА	4 мкВ р-р	TO-99
AD645	250 мкВ	1 мкВ/°C	1.5 пА	2 мкВ р-р	TO-99, DIP
AD795	250 мкВ	3 мкВ/°C	1 пА	2.5 мкВ р-р	SOIC, DIP

*Указано для 25°C

Рис.5.8. Прецизионные BiFET операционные усилители с малыми входными токами (электрометрическая градация).

Эти устройства производятся по BiFET технологии и используют P-канальные JFET транзисторы во входном каскаде (см. Рис.5.9). Оставшаяся часть операционных усилителей выполняется на биполярных транзисторах. Для минимизации напряжения смещения и температурного дрейфа смещения в BiFET операционном усилителе используется лазерная подгонка на пластине. Сначала минимизируется дрейф напряжения смещения путем уравнивания токов JFET танзисторов, составляющих дифференциальную пару входного каскада. Далее подстраиваются истоковые резисторы

для минимизации входного напряжения смещения. Для предусилителя фотодиода был выбран ОУ AD795, а его основные характеристики приведены на Рис.5.10.

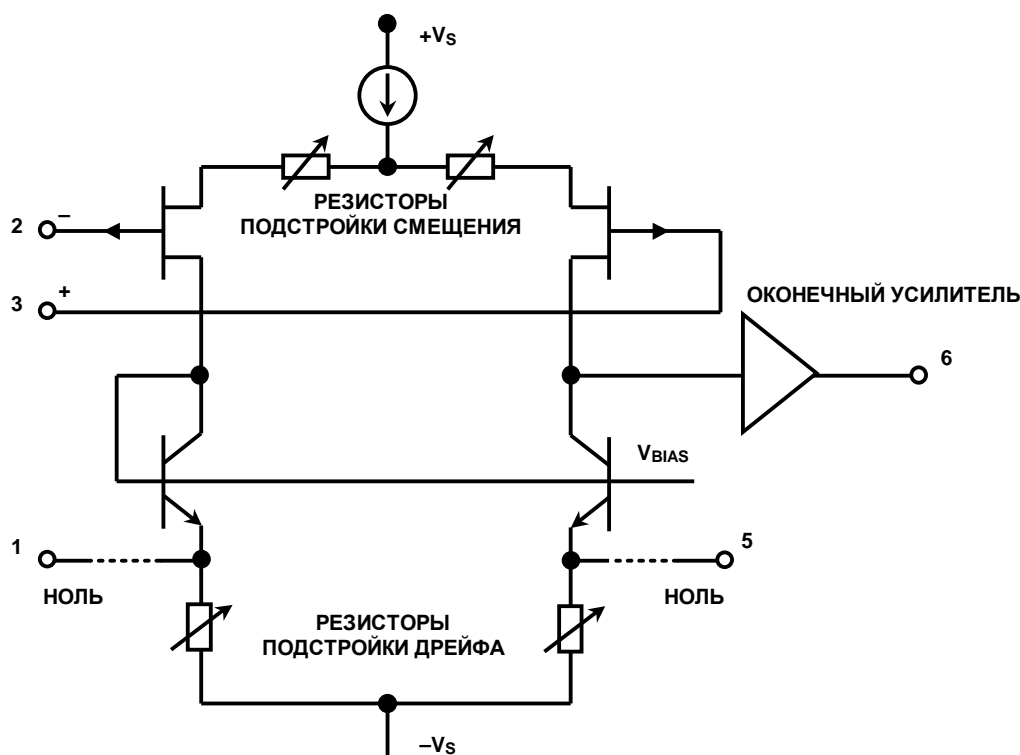


Рис.5.9. Входной каскад BiFET операционного усилителя.

- ◆ Напряжение смещения: 250 мкВ @ 25°C (градация К)
- ◆ Дрейф напряжения смещения: 3 мкВ @ 25°C (градация К)
- ◆ Входной ток: 1 пА @ 25°C (градация К)
- ◆ Шумовое напряжение 0.1 Гц .. 10 Гц: 2.5 мкВ р-р
- ◆ 1/f частота излома: 12 Гц
- ◆ Шумовое напряжение: 10 нВ/√Гц @ 100 Гц
- ◆ Шумовой ток: 0.6 фА/√Гц @ 100 Гц
- ◆ Рассеиваемая мощность: 40 мВт @ 15 В
- ◆ Произведение усиления на частоту: 1 МГц

Рис.5.10. Основные спецификации BiFET операционного усилителя AD795.

Поскольку ток диода измеряется единицами пА, особое внимание следует уделить возможным путям тока утечки в реальной схеме. Два параллельных проводника на печатной плате из тщательно очищенного стеклотекстолита, на расстоянии 0.05 дюйма (1.25 мм) друг от друга, длиной 1 дюйм (25 мм) дают сопротивление утечки около $10^{11}\Omega$ при температуре +125°C. Если к этим проводникам приложено напряжение 15 В, то ток утечки составит 150 пА.

На Рис.5.11 критический путь тока утечки лежит внутри контура, очерченного штриховой линией. Резистор обратной связи должен быть тонкопленочным на керамике либо на стекле со стеклянной изоляцией. Компенсационный конденсатор (параллельный резистору обратной связи) должен иметь полипропиленовый либо полистироновый

диэлектрик. Все подключения к точке суммирования следует выполнять короткими проводами. Если для подключения фотодиода к предусилителю используется кабель, то он должен быть минимально возможной длины и иметь тефлоновую изоляцию.

Для уменьшения паразитных токов утечки следует пользоваться методами защитного экранирования, защищая входы усилителя от высоких градиентов потенциалов по поверхности печатной платы. Физически защита представляет собой проводник с низким импедансом, охватывающий входную линию и находящийся при потенциале этой линии. Он буферизует ток утечки, отвлекая его от чувствительных узлов.

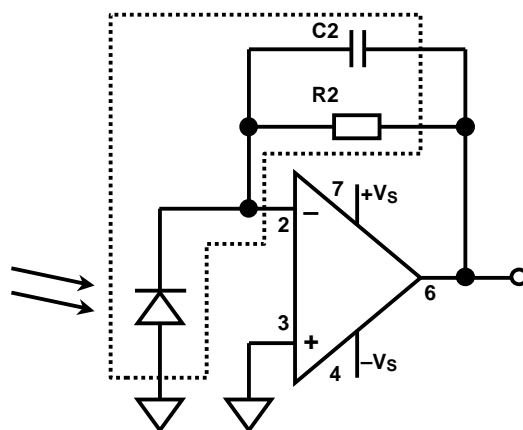


Рис.5.11. Путь тока утечки.

Метод защитного экранирования зависит от способа включения операционного усилителя (прямое - режим повторения или инверсное). На Рис.5.12 показан фрагмент печатной платы с защитным экранированием входов ОУ AD795 в корпусе DIP («N»). Расстояние между выводами корпуса позволяет прокладывать проводники между этими выводами. В инверсном включении защитные проводники охватывают инверсный вход (вывод 2) и идут параллельно входному проводнику. В режиме повторителя напряжением защиты является напряжение обратной связи на выводе 2, инверсного входа. При обоих способах включения, если только возможно, проводники защиты следует располагать на обеих сторонах платы и обязательно соединять их.

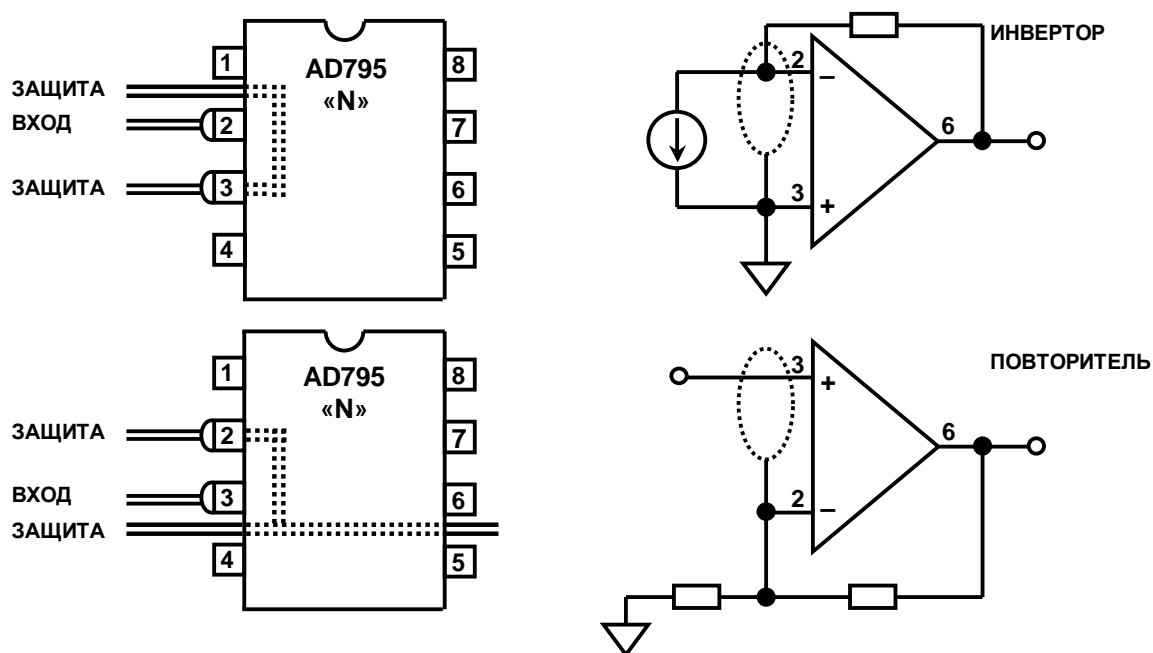


Рис.5.12. Фрагмент печатной платы с защитным экранированием для корпуса DIP.

Задача несколько усложняется при использовании корпуса SOIC («R») для поверхностного монтажа из-за того, что малое расстояние между выводами не позволяет проложить между ними проводник. Рис.5.13 показывает предпочтительный способ того, как выйти из положения. Трасса защиты прокладывается через «неподключенные» выводы корпуса 1, 5 и 8.

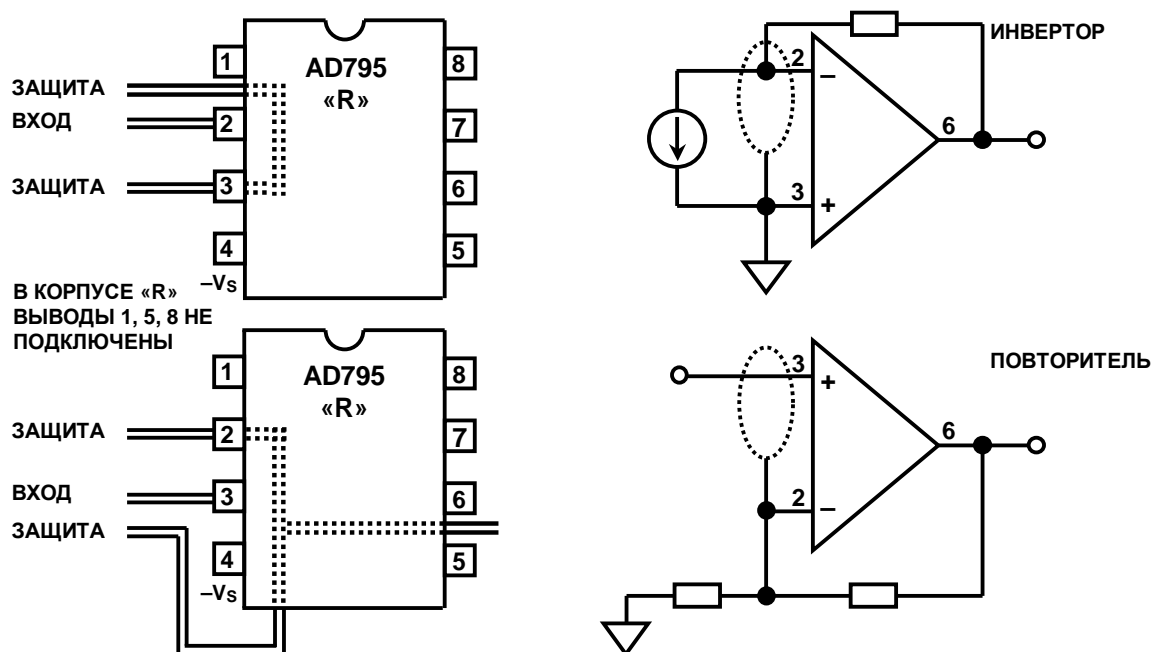


Рис.5.13. Фрагмент печатной платы с защитным экранированием для корпуса SOIC.

Для приложений с экстремально низкими входными токами (как при использовании AD549 с входным током 100 фА) все подключения к входу операционного

усилителя следует выполнять через изоляционную стойку из тефлона. Если технология и конструкция позволяют, вывод инверсного входа операционного усилителя следует распаять непосредственно на тефлоновую стойку (см. Рис.5.14), минуя отверстие в печатной плате. Самое печатную плату следует далее тщательно очистить и затем провести ее защитное покрытие соответствующим высококачественным составом.

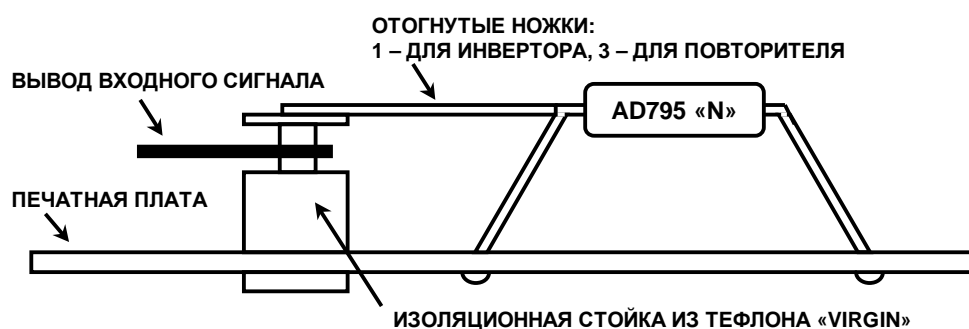


Рис.5.14. Входной контакт, подключаемый через изоляционную стойку из тефлона «VIRGIN».

Для минимизации токов утечки вся схема должна быть дополнительно тщательно экранирована с помощью металлического заземленного экрана для того, чтобы предотвратить проникновение в схему наводок.

Рассмотрение напряжения смещения предусилителя и его дрейфа

Модель для оценки влияния напряжения смещения и входного тока предусилителя фотодиода показана на Рис.5.15. Существует два важных момента, относящиеся к данной схеме. Первое, параллельное сопротивление ($R1$) в существенной мере зависит от температуры - его величина уменьшается в два раза при росте температуры на каждые 10°C . При комнатной температуре ($+25^{\circ}\text{C}$) $R1 = 1000 \text{ M}\Omega$, но при $+70^{\circ}\text{C}$ уменьшается до $43 \text{ M}\Omega$, что оказывает радикальное влияние на величину шумового усиления по постоянному току и, следовательно, на величину напряжения смещения на выходе. В данном примере при $+25^{\circ}\text{C}$ шумовое усиление на постоянном токе равно 2, а при $+75^{\circ}\text{C}$ увеличивается до 24.

Второе, входной ток операционного усилителя удваивается при росте температуры на каждые 10°C . Входной ток создает ошибку на выходе, равную $I_B^* R2$. При $+75^{\circ}\text{C}$ входной ток увеличивается до 24 пА по сравнению с 1 пА при $+25^{\circ}\text{C}$. Обычно постановка дополнительного резистора ($R3$) с неинвертирующего входа операционного усилителя на землю, равного параллельному соединению $R1$ и $R2$, дает эффект компенсации первого порядка величины. Однако, поскольку величина $R1$ меняется с температурой, применение данного метода не эффективно. К тому же, входной ток создаст падение напряжения на компенсационном резисторе $R3$, которое, в свою очередь, приложится к фотодиоду, что вызовет появление нелинейности отклика диода.

На Рис.5.12 приводятся величины ошибок смещения, приведенные к выходу. При $+70^{\circ}\text{C}$ полная ошибка составляет 33.24 мВ. Данная величина является приемлемой для рассматриваемого устройства. Конечно, входной ток является основным компонентом ошибки при высокой температуре. Эксплуатация при пониженном питании, уменьшение выходной нагрузки и отвод тепла - вот некоторые из способов уменьшения ошибок данного типа. Добавление цепи внешней балансировки минимизирует ошибку начального напряжения смещения.

R2

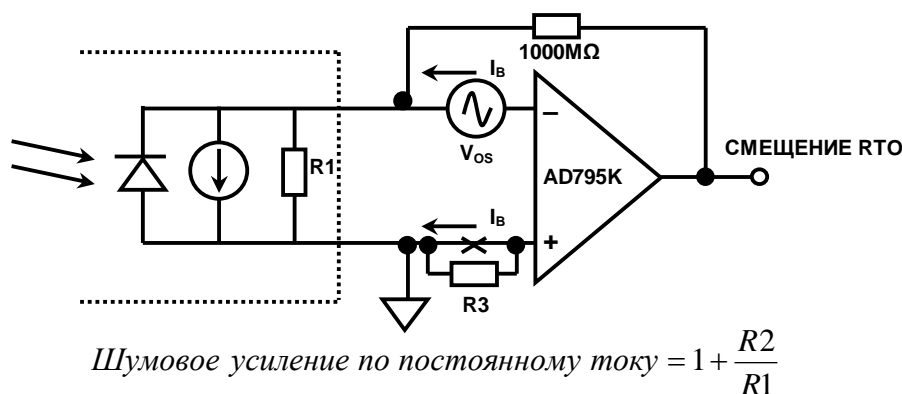


Рис.5.15. Ошибки смещения по постоянному току предусилителя AD795.

	0°C	25°C	50°C	70°C
V_{OS}	0.325 мВ	0.250 мВ	0.325 мВ	0.385 мВ
Шумовое усиление	1.1	2	7	24
V_{OS} , ошибка на выходе	0.358 мВ	0.500 мВ	2.28 мВ	9.24 мВ
I_B	0.2 пА	1.0 пА	6.0 пА	24 пА
I_B , ошибка на выходе	0.2 мВ	1.0 мВ	6.0 мВ	24 мВ
Полная ошибка на выходе	0.558 мВ	1.50 мВ	8.28 мВ	33.24 мВ

Рис.5.16. Полная ошибка смещения на выходе предусилителя AD795К.

Термоэлектрические потенциалы как источник входного напряжения смещения

Термоэлектрические потенциалы генерируются при электрическом соединении разнородных материалов, находящихся при различной температуре. Так медный проводник печатной платы, соединенный с коваровым выводом корпуса ТО-99 ИС дает напряжение смещения в 40 мкВ/°С. Стандартный оловянно-свинцовый припой, будучи соединенным с медью проводника, даст термоэлектрическое напряжение 1 .. 3 мкВ/°С. Существуют специальные кадмий-оловянные припои, уменьшающие термоэлектрический потенциал до 0.3 мкВ/°С [8, стр.127]. Решение данной проблемы состоит в обеспечении того, чтобы прямой и инверсный входы операционного усилителя подключались к одному и тому же материалу проводника и в создании такого температурного поля на плате, чтобы оба этих соединения были при одной и той же температуре. В случае, если для подключения инверсного входа операционного усилителя используется стойка из тефлона (см. Рис.5.14), здравый смысл требует выполнить подключение прямого входа подобным же образом, с целью минимизации термоэлектрического эффекта.

Разработка предусилителя по переменному току, его полоса и стабильность

В основе процесса разработки предусилителя по переменному току лежит правильное понимание шумового усиления схемы как функции от частоты. Изображение усиления от частоты в двойном логарифмическом масштабе существенно упрощает анализ (см. Рис.5.17). Часто данный график называется диаграммой Боде. Шумовое усиление представляет собой усиление, которое «видно со стороны источника напряжения малого сигнала», включенного последовательно к входным зажимам операционного усилителя. Это усиление равно усилению для сигнала с включением ОУ в

режиме повторения напряжения (усиление от точки «А» до выхода). В случае предусилителя с фотодиодом, ток сигнала втекает в цепь ($C2 \parallel R2$). Здесь важно понимать разницу между усилением по сигналу и шумовым усилением, поскольку именно шумовое усиление определяет стабильность усилителя вне зависимости от того, как подается реальный сигнал.

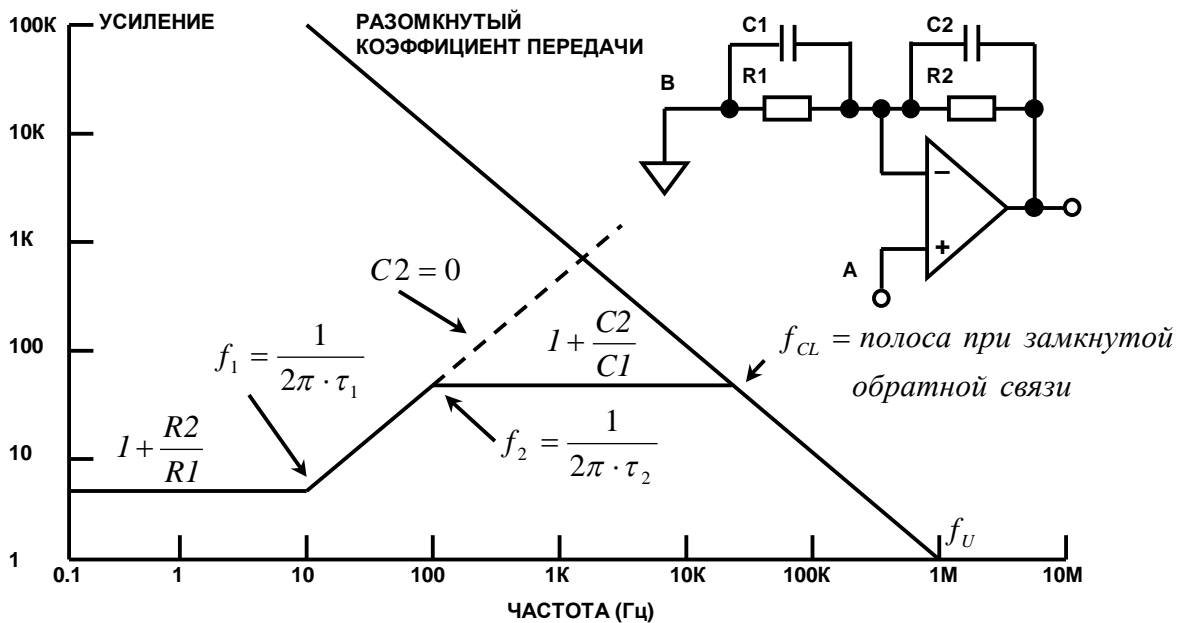


Рис.5.17. Обобщенная диаграмма Бode для шумового усиления (NG).

$$NG = 1 + \frac{R2 \cdot (R1 \cdot C1 \cdot s + 1)}{R1 \cdot (R2 \cdot C2 \cdot s + 1)} = \left[1 + \frac{R2}{R1} \right] \cdot \left| \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_2 s + 1} \right|$$

$$\tau_1 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot [C1 + C2] \quad \tau_2 = R2 \cdot C2$$

Стабильность системы определяется относительным наклоном шумового усиления и разомкнутого коэффициента усиления ОУ в точке их пересечения. Для обеспечения безусловной стабильности, кривая шумового усиления должна пересекать кривую разомкнутого усиления с относительным наклоном менее чем 12 дБ/октаву (20 дБ/декаду). Пунктирная линия показывает точку пересечения с относительным наклоном 12 дБ/октаву, что указывает на нестабильность схемы. Вот что произошло бы, если бы в схеме с фотодиодом не была установлена емкость обратной связи (т.е. $C2 = 0$).

На частоте $1/2\pi\tau_1$ где $\tau_1 = R1 \parallel R2 \cdot (C1 + C2)$ имеет место «ноль» функции шумового усиления. А на частоте $1/2\pi\tau_2$, где $\tau_2 = R2 \cdot C2$ - «полюс», данная частота равна сигнальной полосе предусилителя при подаче сигнала со стороны точки «В». На низких частотах шумовое усиление равно $1 + R2/R1$. На высоких - равно $1 + C1/C2$. Точка пересечения шумового усиления и разомкнутого усиления ОУ называется *полосой усилителя с замкнутой петлей обратной связи*. Отметим, что *сигнальная полоса* или *полоса сигнала*, приложенного в точке «В» много меньше и равна $1/2\pi R2 \cdot C2$.

На Рис.5.18 изображена диаграмма Бode предусилителя с фотодиодом с действительными номиналами элементов. Выбор $C2$ определяет действительную сигнальную полосу (полосу сигнала) (16 Гц) и запас по фазе. Чем меньше $C2$, тем выше сигнальная полоса и меньше запас по фазе. Интересно отметить, что не смотря на то, что

сигнальная полоса составляет 16 Гц, полоса операционного усилителя с замкнутой петлей составляет 167 Гц.

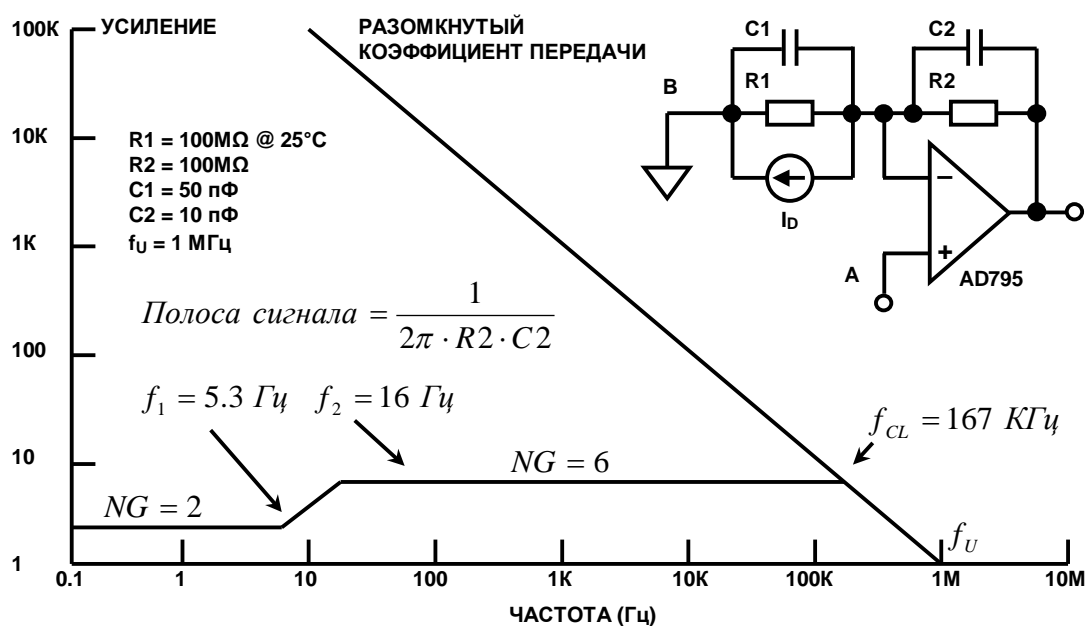


Рис.5.18. Шумовое усиление предусилителя на AD795 при +25°C.

Важно отметить, что изменения температуры не оказывают значительного влияния на стабильность данной схемы. Изменения величины $R1$ (сопротивления параллельного фотодиода) влияют только на шумовое усиление на НЧ и на положение нуля в функции передачи. Усиление же на ВЧ определяется отношением $C1/C2$.

Анализ шумов предусилителя фотодиода

В начале рассмотрим спектральные плотности шумового напряжения и тока операционного усилителя AD795, показанные на Рис.5.19. Рабочие характеристики AD795 действительно впечатляющи для операционных усилителей с JFET входами: шум составляет 2.5 мВ р-р для 0.1 .. 10 Гц, а частота излома $1/f$ шума составляет 12 Гц, что выгодно выделяет их при сравнении с лучшими биполярными операционными усилителями. Как показано на рисунке, шумовой ток операционного усилителя много меньше, чем для биполярных устройств, что делает AD795 идеальным выбором для высокоимпедансных приложений.

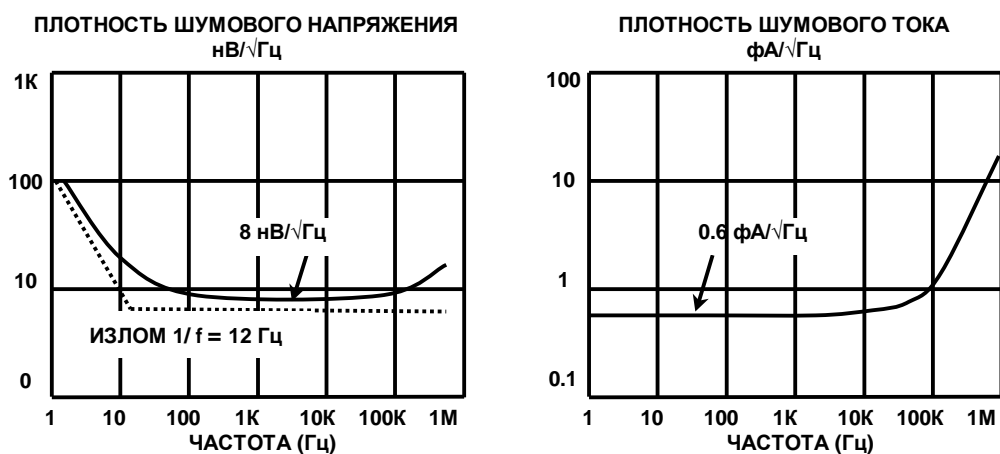


Рис.5.19. Шумовое напряжение и ток AD795.

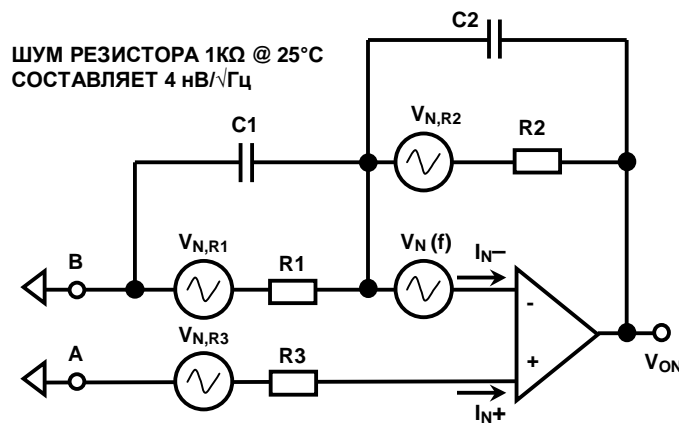
Полная шумовая модель операционного усилителя приводится на Рис.5.20. Каждая индивидуальная компонента шума на выходе рассчитывается путем интегрирования квадрата ее спектральной плотности по соответствующей полосе частот с последующим извлечением квадратного корня:

$$СКВ \text{ шум на выходе от } V_1 = \sqrt{\int V_1(f)^2 df}$$

В большинстве случаев интегрирование можно провести по графикам индивидуальных спектральных плотностей, наложенных на графики шумового усиления. Полный шум на выходе получают суммированием отдельных компонент в квадратурах (RSS). В таблице Рис.5.20 показан алгоритм расчета каждой из компонент. Коэффициент 1.57 ($1/2\pi$) требуется для того, чтобы преобразовать полосу, образованную однополюсной функцией фильтра НЧ, в эквивалентную шумовую полосу. Спектральная плотность теплового (Джонсоновского) шума резистора выражается следующей формулой:

$$V_R = \sqrt{4kTR}$$

где k - постоянная Больцмана (1.38×10^{-23} Дж/К), T - абсолютная температура в К (шкала Кельвина). Спектральная плотность шума $1\text{K}\Omega$ резистора при $+25^\circ\text{C}$ составляет $4\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Тепловой шум имеет широкую полосу и его спектральная плотность постоянна по частоте.



Источник шума	Шум на выходе (RTO)	Интегральная полоса (BW)*
$V_N(f)$	$V_N(f) \cdot NG$	1.57·CL
I_{N+}	$I_{N+} \cdot R3 \cdot NG$	1.57·CL
I_{N-}	$I_{N-} \cdot R2$	1.57·S
R1	$V_{N,R1} \cdot (R1/R2)$	1.57·S
R2	$V_{N,R2}$	1.57·S
R3	$V_{N,R3} \cdot NG$	1.57·CL

* CL – полоса с замкнутой обратной связью, S – полоса сигнала

Рис.5.20. Шумовая модель усилителя.

Шум входного напряжения

Для получения графика спектральной плотности шумового напряжения на выходе, обусловленного входным шумовым напряжением, график спектральной плотности входного шумового напряжения умножается на шумовое усиление. Это действие выполняется наиболее простым способом по диаграмме Бode (в двойном логарифмическом масштабе). Затем получают полное выходное среднеквадратичное напряжение шума путем интегрирования квадрата спектральной плотности выходного напряжения шума и извлечения из результата квадратного корня. В большинстве случаев интегрирование может быть приближенным. В области $1/f$ обычно используется нижний предел полосы частот 0.01 Гц. Если полоса при интегрировании спектральной плотности напряжения шумов более нескольких сотен Гц, спектральную плотность входного напряжения шума можно рассматривать как константу. Обычно хорошую точность получают, если берут в качестве такой константы величину спектральной плотности напряжения входного шума на частоте 1 КГц.

Важно отметить, что вклад от входного напряжения шумов следует интегрировать по полосе замкнутой петли операционного усилителя (f_{cl} , частота, на которой кривая шумового усиления пересекает кривую усиления ОУ с разомкнутой петлей). Сказанное справедливо для всех прочих компонент, которые имеют усиление равное шумовому (компонента входного шумового тока прямого входа операционного усилителя, шум входных резисторов на прямом входе).

Входной шумовой ток инверсного входа протекает через цепь обратной связи, давая тем самым свою выходную компоненту. Спектральная плотность шума входного тока почти постоянна по частоте, поэтому интегрирование состоит в умножении спектральной плотности тока (измеренной на 1КГц) на сигнальную полосу ($1/2\pi \cdot R2 \cdot C2$) и нормирующий коэффициент перехода (от сигнальной полосы к шумовой) 1.57.

Тепловой (Джонсоновский) шум входного резистора R1

Шумовой ток входного резистора $R1$ так же протекает через цепь обратной связи и дает выходную компоненту шума. Шумовая полоса интегрирования так же равна 1.57 сигнальной полосы.

Шум входного тока прямого (неинверсного) входа

Шумовой ток прямого входа I_{N+} дает на резисторе $R3$ шумовое напряжение, которое проходит на выход через схему с шумовым усилением. Поэтому полоса для интегрирования определяется полосой замкнутой петли операционного усилителя. Однако данной компоненты не будет, если $R3 = 0$ или $R3$ заблокировано большой емкостью (последнее весьма желательно, если операционный усилитель включается инверсно).

Тепловой (Джонсоновский) шум резистора в цепи прямого (неинверсного) входа

Шумовое напряжение от резистора $R3$ проходит на выход так же через цепь с шумовым усилением. Если $R3$ заблокировать в достаточной мере конденсатором, то данной компоненты на выходе не будет.

Резюме по шумовой работе схемы с фотодиодом

На Рис.5.21 приведены спектральные плотности шумов на выходе для каждой из компонент при $+25^\circ\text{C}$. Компоненты от I_{N+} и $R3$ отсутствуют? так как прямой вход операционного усилителя заземлен.

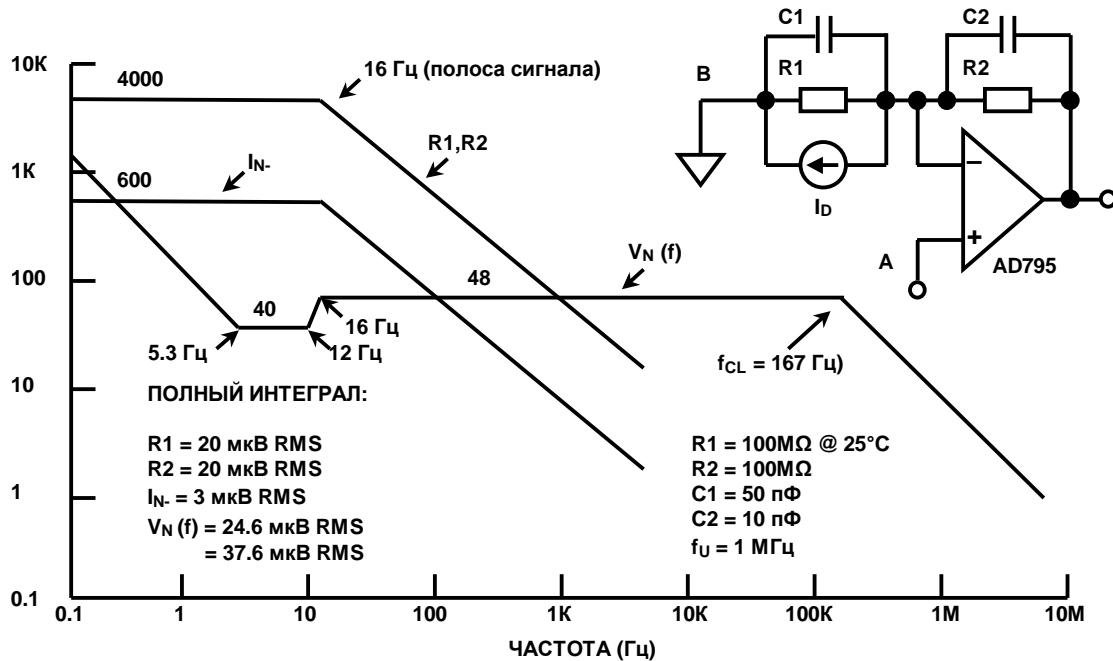


Рис.5.21. Спектральные плотности шумовых компонент на выходе (нВ/√Гц) при $+25^\circ\text{C}$.

Уменьшение шума при использовании выходного фильтра

Из выше проведенного анализа следует, что наибольший вклад в выходное шумовое напряжение при 25°C вносит компонента входного напряжения шума, пересчитанная на выход через шумовое усиление. Данная компонента велика главным образом потому, что полоса интегрирования простирается до 167 КГц (точка пересечения кривой шумового усиления и усиления с разомкнутой петлей операционного усилителя). Если на выходе операционного усилителя поставить однополюсный НЧ фильтр (как показано на Рис.5.22) с частотой среза 20 Гц ($R = 80 \text{ M}\Omega$, $C = 0.1 \text{ мкФ}$), указанная компонента уменьшится до 1 мкВ действующего. Отметим, что такой результат невозможно было бы получить простым увеличением емкости обратной связи $C2$. Увеличение $C2$ понижает шумовое усиление на высоких частотах, но пропорционально увеличивается полоса интегрирования. В то же время, большая величина $C2$ может существенно уменьшить полосу сигнала и довести уровень сигнала до величины неприемлемой. Постановка на выходе простейшего фильтра уменьшает шум на выходе до 28.5 мкВ действующих, что составляет приблизительно 75% от первоначальной

величины. После этого компонентами с наибольшим вкладом становятся шумы резисторов и тока.

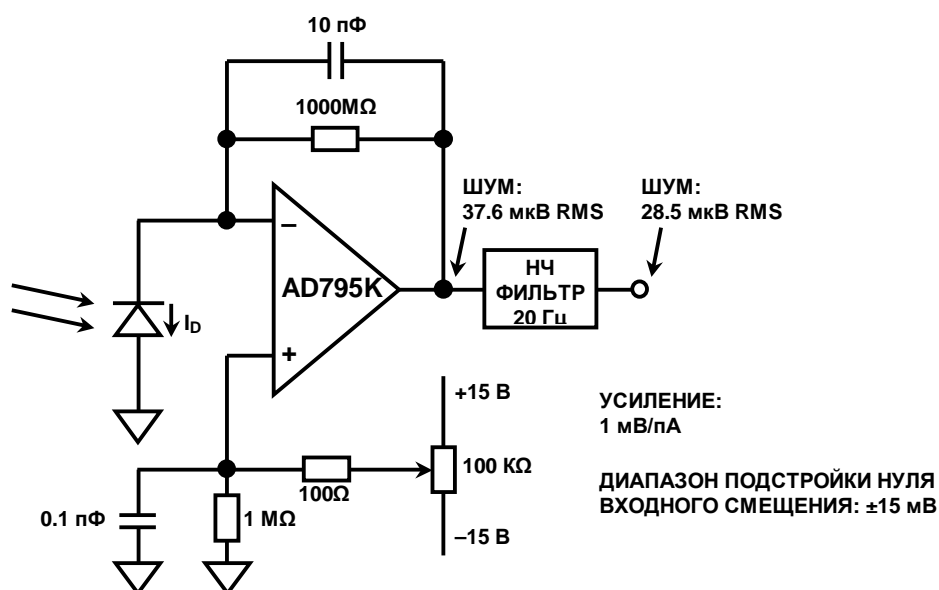


Рис.5.22. Предусилитель фотодиода на AD795 с подстройкой нуля смещения.

Резюме по работе схемы

Конечный вариант схемы показан на Рис.5.22. Рабочие характеристики приводятся на Рис.5.23. Полный дрейф выходного напряжения в диапазоне температур 0 .. +70°C составляет 33 мВ, что соответствует току фотодиода 33 пА или освещенности около 0.001 фут-свечи (освещенность ясной безлунной ночи). Для компенсации смещения нуля при комнатной температуре можно использовать схему регулировки в цепи неинвертирующего входа операционного усилителя.

Отметим, что данный способ лучше, чем использование выводов регулировки смещения операционного усилителя, так как выбор каждого милливольты смещения по выводам увеличивает температурный дрейф на 3 мкВ/°C. К тому же, AD795 в корпусе SOIC не имеет выводов внешней балансировки.

Входная чувствительность, исходя из уровня напряжения выходного шума 44 мкВ, получается делением выходного напряжения шума на величину резистора обратной связи R_2 . Что дает величину минимального регистрируемого тока фотодиода 44 фА. Если для кодирования 10 В сигнала полной шкалы используется 12-разрядный АЦП, то вес младшего значащего разряда (LSB) составляет 2.5 мВ. Уровень выходного шума существенно меньше данной величины.

- ◆ Ошибка смещения на выходе (0 .. +70°C): 33 мВ
- ◆ Выходная чувствительность: 1 мВ/пА
- ◆ Выходная фоточувствительность: 30 В/фут-свеча

- ◆ Полный выходной шум @ +25°C: 28.5 мВ действующих
- ◆ Полный входной шум @ +25°C: 44 фА действующих (26.4 р-р)
- ◆ Диапазон при $R_2=1000 \text{ M}\Omega$: 0.001 .. 0.33 фут-свечей
- ◆ Полоса: 16 Гц

Рис.5.23. Резюме по работе предусилителя фотодиода на AD795.

Компромиссные решения

Для описанной конструкции предусилителя могут быть приняты некоторые компромиссные решения. В схеме можно получить большую сигнальную полосу в обмен на больший уровень шумов на выходе. Уменьшение емкости конденсатора обратной связи C_2 до 1 пФ даст увеличение сигнальной полосы до 160 Гц. Дальнейшее уменьшение C_2 бессмысленно, поскольку ее величина приближается к значению паразитных емкостей. Кроме того, наличие определенной емкости C_2 необходимо для обеспечения стабильности предусилителя.

Если схема должна работать при более высокой освещенности (более 0.3fc), величину резистора обратной связи нужно уменьшить, что приведет к увеличению полосы схемы и уменьшению шума со стороны резистора. Если требуется переключение диапазонов, то следует уделить особое внимание топологии дополнительных цепей переключения с точки зрения минимизации утечек.

Компенсация в высокоскоростном фотодиодном I/V конвертере

Классический преобразователь ток-напряжение (ПТН) показан на Рис.5.24. Заметим, что его схема та же, что и схема предусилителя фотодиода, если положить $R1 \gg R2$. Полная входная емкость $C1$ представляет собой сумму емкости диода и входной емкости операционного усилителя. Данная схема представляет собой классическую схему второго порядка и требует должной компенсации.

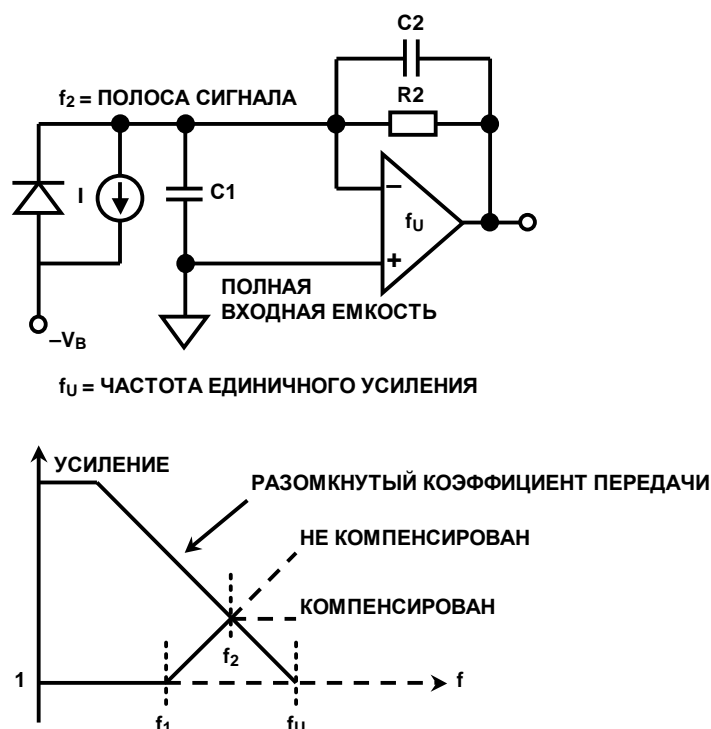


Рис.5.24. Компенсация входной емкости в преобразователе ток-напряжение.

Входная емкость $C1$ дает ноль в функции шумового коэффициента передачи на частоте f_1 , как показано на диаграмме Боде.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R2 \cdot C1}$$

Отметим, что мы пренебрегли влиянием компенсационного конденсатора $C2$ на частоту f_1 , предполагая его малость по сравнению с $C1$. В большинстве случаев данное допущение справедливо.

Если не выполнять компенсацию, то фазовый сдвиг на частоте пересечения f_2 приведет к нестабильности и осцилляциям в схеме. Введение полюса на частоте f_2 путем постановки конденсатора обратной связи $C2$ даст фазовый запас около 45° .

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R2 \cdot C2}$$

Так как f_2 является среднегеометрическим от f_1 и f_u , то

$$f_2 = \sqrt{f_1 \cdot f_u}$$

Разрешая относительно C_2 :

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_1}{2\pi \cdot R_2 \cdot f_u}}$$

Данная величина C_2 даст фазовый запас около 45° . Увеличив емкость в два раза, получим запас по фазе в 65° .

На практике величина C_2 определяется экспериментально, путем изменения величины относительно расчетной с целью оптимизации переходной характеристики.

Выбор ОУ для широкополосного фотодиодного ПТН

Для минимизации влияния входного тока операционного усилителя и обеспечения высокой светочувствительности, ОУ для быстрого ПТН должен быть широкополосным с FET транзисторами на входе. Частота среза f_2 :

$$f_2 = \sqrt{\frac{f_u}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1}}$$

где C_1 - суммарная емкость на входе: емкости диода C_D и входной емкости операционного усилителя C_{IN} . Для высокоскоростных приложений величина емкости диода будет взята малой - единицы пФ.

Для увеличения f_2 , операционный усилитель с FET транзисторами на входе должен иметь большое значение единичного усиления f_U и малую величину входной емкости C_{IN} . Фактически, отношение f_U к C_{IN} является хорошим показателем качества при подборе операционного усилителя для быстрого приложения.

На Рис.5.25 сравнивается ряд операционных усилителей с FET входами, пригодных к применению в предусилителях с фотодиодами. Операционный усилитель AD823 среди всех приведенных имеет наибольшее отношение f_U к C_{IN} и обладает, к тому же, низким входным током. По этой причине данный операционный усилитель выбран для конструирования широкополосного предусилителя.

	Частота ед. усиления, f_U (МГц)	Входная емкость, C_{IN} (пФ)	f_U / C_{IN} (МГц/пФ)	Входной ток, I_B (пА)	Шумовое напряжение (нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$)
AD823	16	1.8	8.9	3	16
AD843	34	6	5.7	600	19
AD744	13	5.5	2.4	100	16
AD845	16	8	2	500	18
OP42	10	6	1.6	100	12
AD745*	20	20	1	250	2.9
AD795	1	1	1	1	8
AD820	1.9	2.8	0.7	2	13
AD743	4.5	20	0.2	250	2.9

Рис.5.25. Сравнение ОУ с полевыми транзисторами на входе для широкополосных предусилителей с фотодиодов

Конструирование высокоскоростного предусилителя фотодиода

В качестве иллюстрации будет использоваться фотодиод HP 5082-4204 PIN. Его характеристики приводятся на Рис.5.26. Данный диод является типичным представителем коммерчески поставляемых PIN фотодиодов. Диод работает при обратном смещении или включен в *фотопроводящем режиме*, что является типичным для высокоскоростных приложений. Такое включение резко уменьшает емкость перехода, но при этом появляется *темновой ток* малой величины, существующий даже при отсутствии освещения (далее в разделе будет показан способ компенсации этого тока).

Данный фотодиод линеен от освещенности до тока около 50 .. 100 мкА. Его динамический диапазон ограничивается полным шумом схемы и темновым током диода (предполагая отсутствие компенсации).

- ◆ Чувствительность @ 1 мВт, 900 нм: 350 мкВ
- ◆ Максимальный линейный входной ток: 100 мкА
- ◆ Площадь: 0.002 см² (0.2 мм²)
- ◆ Емкость @ 10 В обратного смещения: 4 пФ
- ◆ Параллельное (выходное) сопротивление: 10¹¹ Ω
- ◆ Время нарастания: 10 нс
- ◆ Темновой ток @ 10 В обратного смещения: 600 пА

Рис.5.26. Фотодиод HP 5082-4204.

Используя схему на Рис.5.27, положим, что мы хотим получить выходной сигнал с верхним пределом 10 В при токе фотодиода 100 мкА. Данное требование определит величину резистора обратной связи $R2 = 10 \text{ В}/100 \text{ мкА} = 100 \text{ К}\Omega$.

Величина полной входной емкости $C1 = C_D + C_{IN} = 4 \text{ пФ} + 1.8 \text{ пФ} = 5.8 \text{ пФ}$. Пользуясь полученными ранее соотношениями и используя величины $C1 = 5.8 \text{ пФ}$, $R2 = 100 \text{ К}\Omega$ и $f_U = 16 \text{ МГц}$ определим:

$$f_1 = 274 \text{ КГц}, C2 = 0.76 \text{ пФ}, f_2 = 2.1 \text{ МГц}$$

В окончательной схеме (см. Рис.5.27) отметим, что для уменьшения паразитной емкости 100 КΩ резистор обратной связи составлен из трех пленочных резисторов 33.2 КΩ. конденсатор обратной связи C2 выполнен в виде керамического триммера 1.5 пФ для оптимизации и подстройки переходной характеристики устройства. Полоса устройства составляет около 2 МГц.

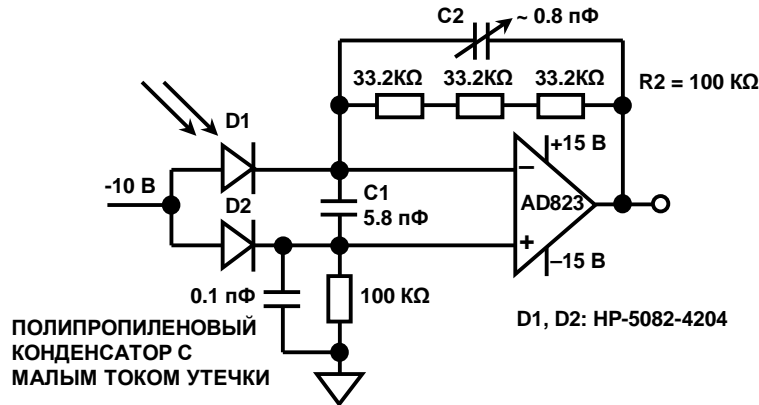


Рис.5.27. 2МГц предусилитель фотодиода с компенсацией темнового тока.

Верхний предел выходного сигнала составляет 10 В при токе диода 100 мкА и приведенная к выходу ошибка от темнового тока 600 пА составляет 60 мВ. Ошибку темнового тока можно скомпенсировать, используя второй фотодиод того же типа в цепи прямого входа операционного усилителя, как показано на Рис.5.27.

Анализ шума быстрого предусилителя фотодиода

Как делается всегда при анализе шумов, необходимо определить доминирующие компоненты шума. Поскольку операция сложения шумов носит квадратурный характер (RSS), то компонент, превосходящий другие в 3 ..4 раза является доминирующим, а все прочие могут быть опущены без заметной потери точности в конечном результате.

В случае широкополосного предусилителя, доминирующими источниками выходного шума являются: входное напряжение шума операционного усилителя V_N и тепловой шум резистора $R2$ $V_{N,R2}$ (см. Рис.5.28).

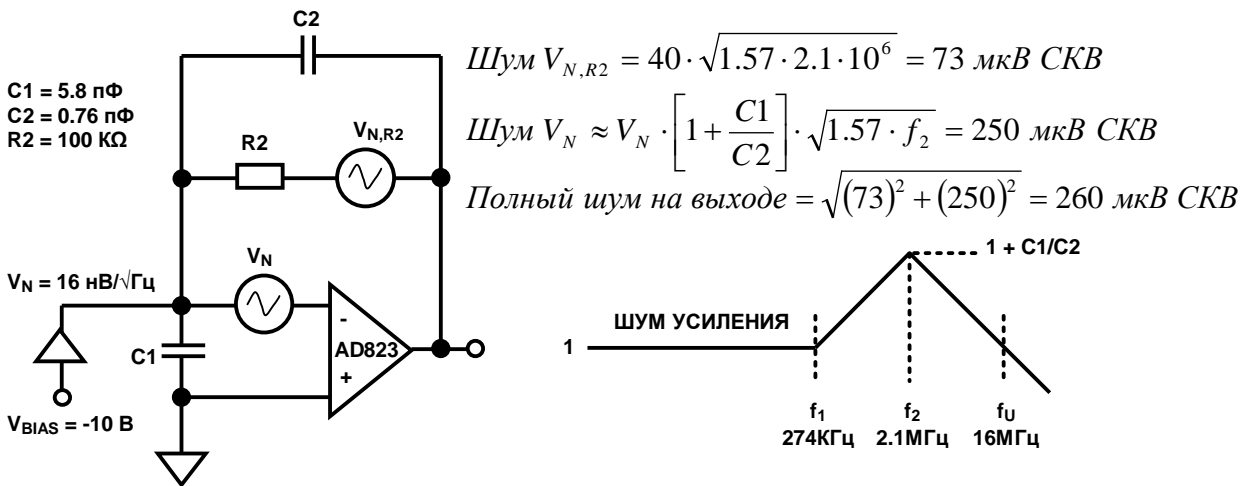


Рис.5.28. Эквивалентная схема для анализа выходного шума.

Величина шума входного тока FET ОУ пренебрежимо мала. Дробовый шум фотодиода (от тока обратного смещения), пренебрежимо мал из-за фильтрующего действия параллельной емкости $C1$. Тепловой шум резистора рассчитывается из известного соотношения для спектральной плотности $4 \text{ нВ} \cdot (100 \text{ к}\Omega / 1 \text{ к}\Omega) / \sqrt{\text{Гц}} = 40 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Полоса интегрирования - сигнальная полоса, 2.1 МГц, дает полный выходной

среднеквадратичный шум 73 мкВ СКВ. Коэффициент 1.57 преобразует полосу однополюсного ФНЧ в эквивалентную шумовую полосу.

Выходной шум от входного напряжения шума операционного усилителя получают путем умножения напряжения шума на шумовое усиление и дальнейшим интегрированием результата по частоте. Очевидно, что в случае широкополосного каскада, можно пренебречь низкочастотным шумом. Основным источником выходного шума является высокочастотный шум, связанный с пиком шумового усиления в области частот от f_1 до f_U . Не сильно ошибемся, если предположим, что выходной шум постоянен по всему диапазону частот и возьмем в качестве шумового усиления максимальное значение усиления по переменному току $[1 + (C1/C2)]$ (см. Рис.5.28).

Полный среднеквадратичный шум на выходе состоит из двух компонент.

Полный динамический диапазон выходных сигналов можно рассчитать путем деления величины верхнего предела выходного сигнала (10 В) на величину полного выходного среднеквадратичного шума, 260 мкВ, выражая данное отношение в децибеллах, получим 92 дБ.

Высокоимпедансные датчики с зарядом на выходе

Некоторые высокоимпедансные преобразователи, такие как пьезоэлектрические датчики, гидрофоны (шумопеленгаторы) и некоторые типы акселерометров, требуют использования усилителя, который может преобразовать входной заряд в изменение напряжения на выходе. Поскольку данные устройства имеют высокий выходной импеданс по постоянному току, требуются соответствующие буферные элементы. Основная схема зарядочувствительного усилителя показана на Рис.5.29. Существует два типа преобразователей зарядового типа: емкостные преобразователи и преобразователи, генерирующие заряд (зарядовые преобразователи). В емкостных преобразователях напряжение на конденсаторе (V_C) поддерживается постоянным. Изменение емкости ΔC , порождает изменение заряда, $\Delta Q = \Delta C \cdot V_C$. Данный заряд преобразуется в выходное напряжение операционного усилителя, $\Delta V_{OUT} = -\Delta Q / C2 = -\Delta C \cdot V_C / C2$.

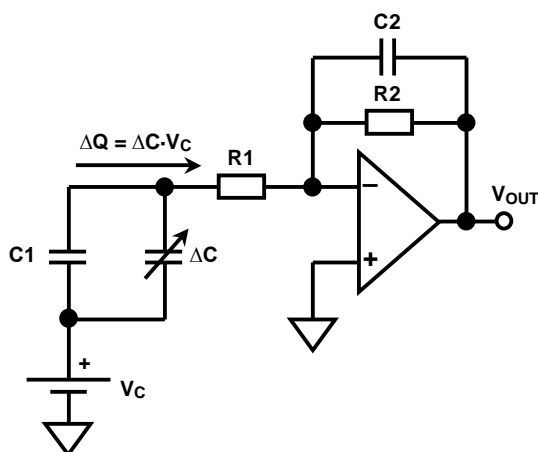


Рис. 5.29. Зарядочувствительный усилитель для емкостного датчика.

Зарядовые преобразователи генерируют заряд на выходе, ΔQ , а их емкость остается постоянной. Этот заряд в нормальных условиях (при разомкнутой внешней цепи) создал бы на выходе напряжение равное $\Delta Q / C$.

$$\text{Для емкостных датчиков: } \Delta V_{OUT} = \frac{-V_C \cdot \Delta C}{C2}$$

Для зарядовых датчиков: $\Delta V_{out} = \frac{-\Delta Q}{C_2}$

В практическом приложении зарядовый усилитель реагирует только на входные сигналы переменного тока. Верхняя частота среза равна $f_2 = 1/2\pi \cdot R_2 \cdot C_2$, а нижняя - $f_1 = 1/2\pi \cdot R_1 \cdot C_1$.

Схема низкошумящего зарядового усилителя

На Рисунке 5.30 показаны два способа преобразования выходного заряда с датчика заряда. Оба способа требуют применения операционного усилителя с очень высоким входным импедансом, такого как AD745. AD745 обладает также низким напряжением шума и низким шумовым током. Такая комбинация параметров делает данное устройство годным к применению в приложениях, требующих очень высокой зарядовой чувствительности, как, например, емкостные акселерометры и гидрофоны.

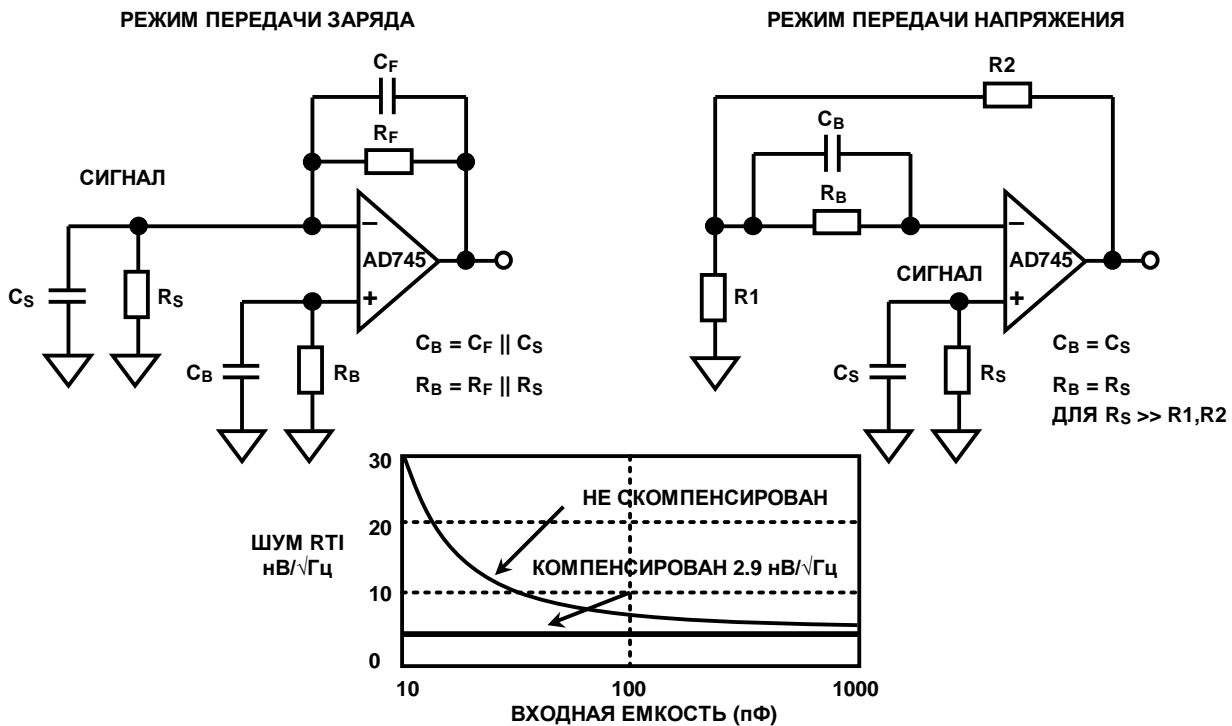


Рис.5.30. Компенсация импеданса источника сигналов уменьшает влияние входных токов и входной шум.

Левая цепь на Рис.5.30 использует операционный усилитель в инверсном включении. Усиление зависит от принципа преобразования заряда на инверсном входе операционного усилителя. Заряд с емкости датчика C_S переносится на конденсатор обратной связи C_F , давая, таким образом, напряжение на выходе равное $\Delta Q/C_F$. Входное напряжение шума усилителя появится на выходе с коэффициентом шумового усиления схемы по переменному току, $1 + C_S/C_F$.

Другая, правая схема, на Рис.5.30 является просто повторителем напряжения высокого импеданса с усилением. Здесь шумовое усиление равно сигнальному и равно

$(1 + R_2/R_1)$. Резистор R_B в обеих схемах требуется для обеспечения цепи для протекания входного тока.

Для улучшения работы по постоянному току в диапазоне температур необходимо сбалансировать (уравнять) сопротивления на обоих входах операционного усилителя. Это выполняется с помощью резистора R_3 , как показано на Рис.5.30. Для улучшения работы по шумам, емкости по входам операционного усилителя также должны быть уравнены с помощью конденсатора C_B . Вообще говоря, для прецизионных малошумящих BiFET ОУ, как AD743/AD745, хорошей практикой является уравнивание импеданса (активного и реактивного) по обоим входам. Балансировка резистивных компонент улучшает работу по постоянному току в диапазоне температур, поскольку она уменьшает ошибки от действия входных токов. Балансировка входных емкостей минимизирует ошибки отклика операционного усилителя по переменному току. В операционном усилителе с FET входами токовый шум внутренней цепи смещения попадает на входы через емкости затвор-исток (20 пФ для AD743/745) и действует как дополнительный источник шумового напряжения. Данная компонента шума коррелирована по входам, и согласование импедансов по входам компенсирует ее действие. На Рис.5.30 показаны внешние компоненты нужных номиналов для инверсного и прямого включения операционного усилителя. Для величин C_B более 300 пФ точная балансировка не требуется и C_B может быть просто майларовой емкостью 0.01 мкФ или более.

Усилитель пьезоэлектрического преобразователя с усилением 40дБ для понижения входного тока работает с пониженным напряжением питания

На Рис.5.31 показан усилитель пьезоэлектрического преобразователя, включенный в режиме передачи напряжения. Уменьшение питания до $\pm 5\text{В}$ уменьшает эффект действия входного тока двояко: во первых, путем понижения рассеиваемой мощности, во вторых, путем уменьшения тока утечки затвор-переход. Установка внешнего теплоотвода (радиатора), как Aavid #5801 еще более ограничивает рост температуры внутри перехода.

Без разделительного конденсатора C_1 усилитель будет работать в диапазоне температур $0 \dots +85^\circ\text{C}$. При использовании C_1 (работа по переменному току) схема будет работоспособной в диапазоне температур $-55^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$, однако, информация по постоянному току будет утеряна.

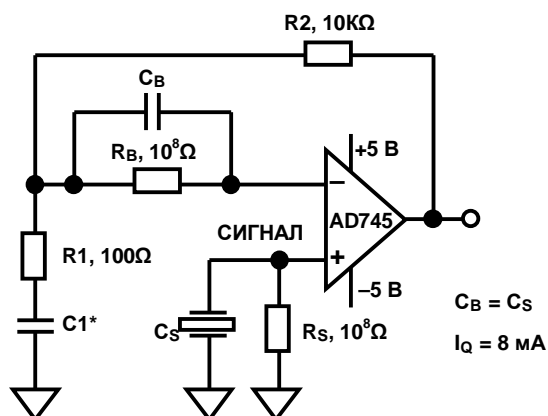


Рис.5.31. Усилитель пьезоэлектрического датчика с усилением 100.

Шумопеленгаторы

Существуют значительные проблемы конструирования при согласовании с «внешним миром» сигналов преобразователей значительной емкости, таких как гидрофоны, некоторые типы акселерометров и конденсаторные микрофоны. Раньше разработчики должны были использовать дорогостоящие гибридные усилители, состоящие из дискретных низкошумящих входных полевых транзисторов со стандартными ОУ после них. Это позволяло получить низкий уровень шумового напряжения и шумового тока, требуемый данными приложениями. Сейчас, используя AD743 и AD745, разработчики могут добиться почти тех же результатов в интегральном исполнении.

В гидроакустических станциях в качестве активного элемента гидрофона обычно используется пьезо-керамический цилиндр. Типовой цилиндр имеет номинальную емкость порядка 6000 пФ и последовательно с ней резистор около 10Ω. Выходной импеданс обычно составляет 100 МΩ.

Поскольку полезные сигналы гидрофона являются сигналами переменного тока весьма широкого динамического диапазона, шумы представляют постоянную заботу для разработчика. Минимальный уровень шумов собственно гидрофона и его предусилителя определяют чувствительность системы, а, стало быть, и его применимость. Полоса типового гидрофона лежит в области 1 КГц .. 10 КГц. Операционные усилители AD743 и AD745 с низкой спектральной плотностью шума, 2.9 нВ/√Гц, и высоким входным импедансом, 10 ГОм, являются идеальными устройствами для использования в качестве усилителей сигналов с гидрофонов.

Операционные усилители AD743 и AD745 - усилители-близнецы, отличающиеся только лишь уровнем внутренней коррекции. Операционный усилитель AD743 имеет внутреннюю коррекцию для стабильной работы с замкнутыми коэффициентами вплоть до единицы. Операционный усилитель AD745 имеет стабильное шумовое усиление 5 или выше, и его полоса и скорость нарастания существенно выше. Операционные усилители AD743 и AD745 обладают весьма низким нелинейных искажений: менее 0.0003% и 0.0002%, соответственно.

Работа операционных усилителей: JFET и биполярные устройства

Операционные усилители AD743 и AD745 являются первыми монолитными JFET устройствами, дающими величину шумового напряжения сравнимого с величиной параметра биполярных операционных усилителей при практическом отсутствие входных токов, в масштабах присущих биполярным устройствам. На Рис.5.32 показаны зависимости входного напряжения шума от сопротивления источника сигналов для операционного усилителя с компенсацией входного тока OP27 и JFET операционного усилителя AD745. Отметим, что уровни шума операционных усилителей AD743 и AD745 идентичны.

Очевидно, что при высоких импедансах источника низкий шумовой ток операционного усилителя AD745 обеспечивает более низкий полный шум, нежели прецизионный биполярный операционный усилитель. Важно отметить, что в случае операционного усилителя AD745, уменьшение шума простирается к низким импедансам источника. При высоких импедансах источника AD745 дает меньшую ошибку смещения и дрейфа напряжения смещения, как показано на Рис.5.32, что обусловлено малой величиной входного тока.

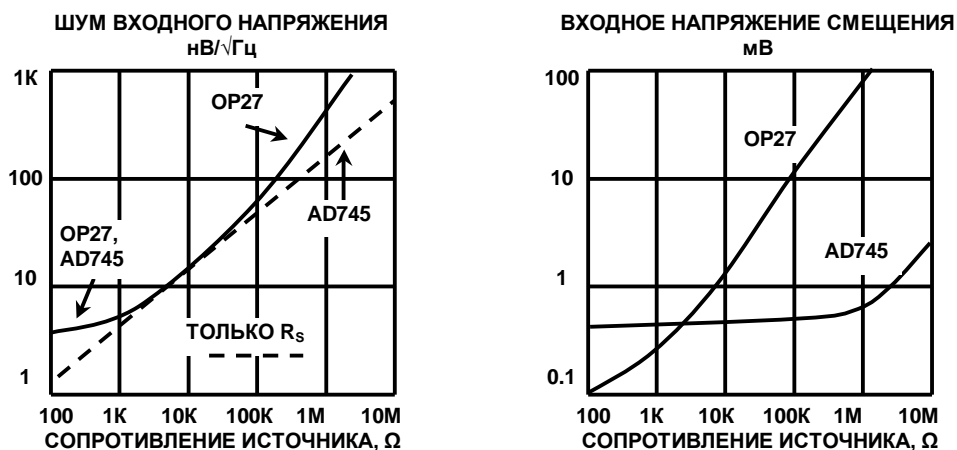
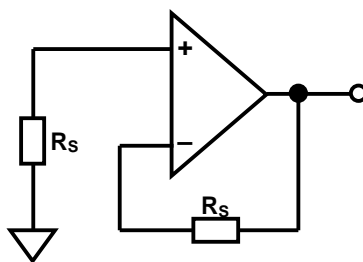


Рис.5.32. Влияние сопротивления источника на шумы и напряжение смещения для OP27 (биполярного) и AD745 (BiFET) ОУ

Буферный усилитель для рН пробника

Типовой рН пробник требует наличия буферного усилителя для разделения высокого выходного сопротивления пробника и сопротивления внешней цепи. Буферный усилитель показан на Рис.5.33. Использование методов защитного экранирования, электрического экранирования, изоляционных стоек и других стандартных приемов, свойственных пикоамперной области применения, обеспечивает сохранение точности устройства.

Наклон функции передачи рН пробника, 50 мВ на единицу рН при комнатной температуре, а температурный коэффициент около +3500ppm/°C. Буферный усилитель обеспечивает усиление 20 и дает напряжение на выходе, равное 1 В/(единица рН). Температурная компенсация выполняется резистором R_T, который является специальным терморезистором, 1 КΩ, 1%, +3500ppm/°C, #PT146 от «Precision Resistor Co.,Inc.» /18/.

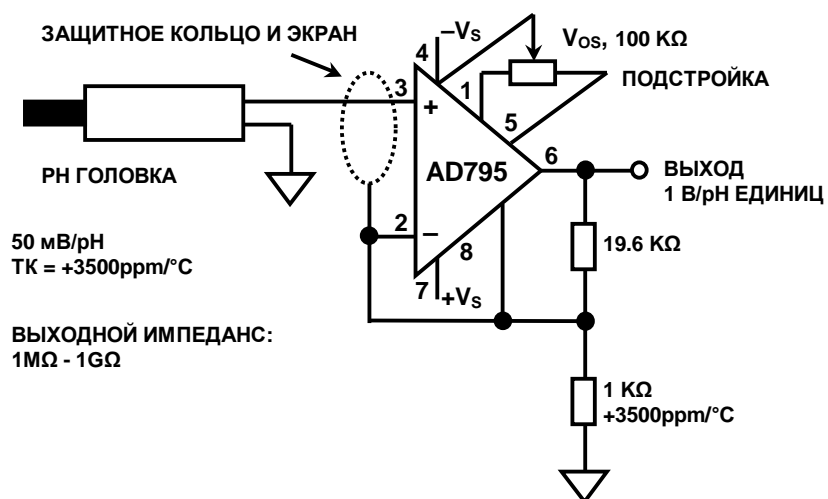


Рис.5.33. Использование прецизионного BiFET ОУ AD795 в качестве буфера с усилением 20 для рН пробника

CCD/CIS обработка изображений

Приборы с зарядовой связью (ПЗС) и контактные датчики изображения (КДИ) широко используются в системах обработки изображений, таких как сканеры и цифровые камеры. На Рис.5.34 показана общая блок-схема системы обработки изображений. Датчик изображения (ПЗС или КДИ) подвергается экспонированию изображением или картинкой, подобно тому, как пленка экспонируется в аппарате. После экспозиции выходной сигнал датчика испытывает некоторую аналоговую обработку и затем квантуется с помощью АЦП. Основной объем реальной обработки выполняется с использованием быстрых цифровых сигнальных процессоров. Здесь изображение обрабатывается в цифровой форме для выполнения таких функций, как увеличение/коррекция контрастности или цвета и т.д.

ПЗС составляется из отдельных индивидуальных светочувствительных элементов, называемых пикселями (см. Рис.5.35). Пиксель состоит из фоточувствительного элемента такого, как фотодиод или фотоконденсатор, выходной заряд (электроны) с которого пропорционален прошедшему световому потоку (числу фотонов). Заряд накапливается во время экспозиции (интегрирования) и затем он переносится на ПЗС-сдвиговый регистр с целью передачи на выход. Количество накопленного заряда зависит от освещенности, времени накопления и квантовой эффективности фоточувствительного элемента. Даже в отсутствие освещенности будет накапливаться некоторое количество заряда. Такой сигнал называется темновым сигналом или темновым током и его необходимо скомпенсировать во время обработки.

Как показано на Рис.5.36, пиксели можно располагать, формируя линейную или поверхностную конфигурацию. Сигналы синхронизации переносят заряд с пикселей на аналоговый сдвиговый регистр, и далее прикладываются дополнительные синхросигналы с целью сдвига заряда индивидуальных пикселей в выходной каскад ПЗС. Сканеры используют устройства линейной конфигурации, а цифровые камеры - поверхностной. Типовой сдвиговый регистр аналоговых сигналов работает на частотах 1 МГц..10 МГц в случае линейных датчиков и 5 МГц..25 МГц - в случае поверхностных.

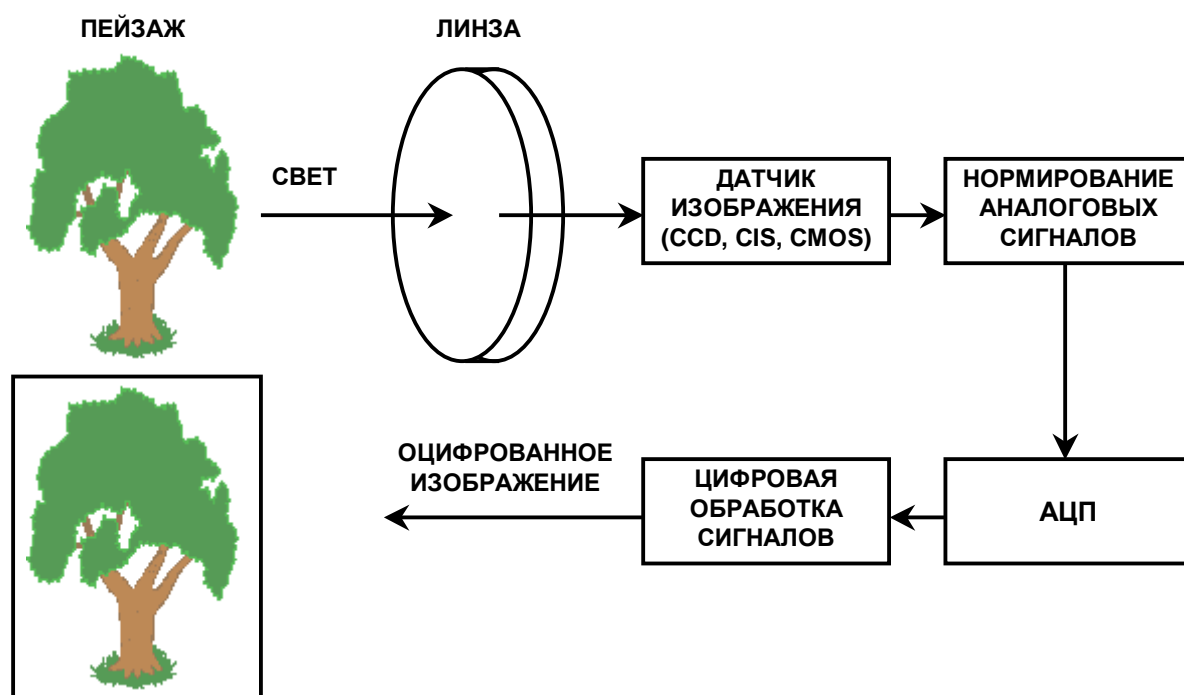


Рис.5.34. Типовая система обработки изображений для сканнеров и цифровых камер.

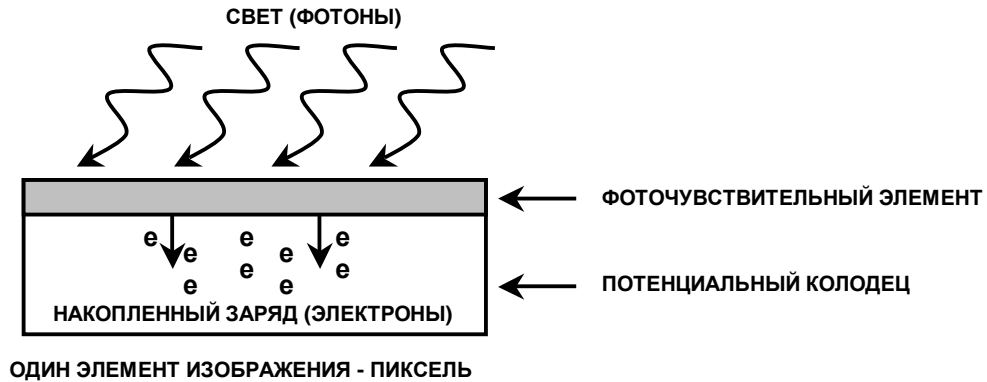


Рис.5.35. Светочувствительный элемент.

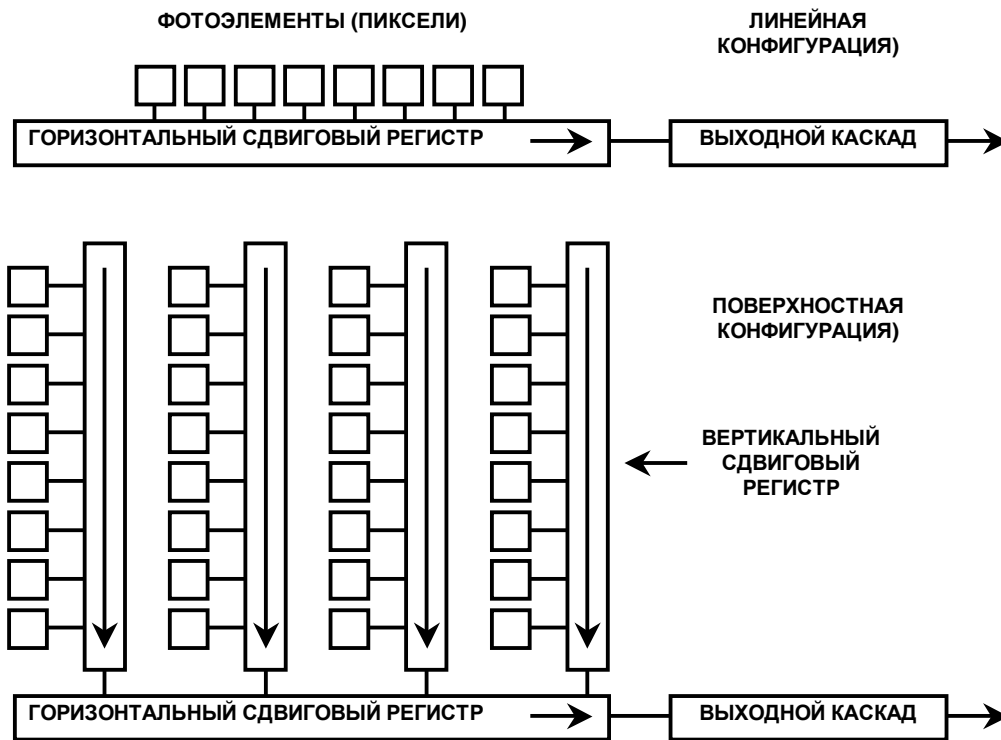


Рис.5.36. Линейная и поверхностная конфигурация ПЗС (CCD).

Типовой выходной каскад приборов с зарядовой связью (ПЗС) показан на Рис.5.37 вместе с осциллограммами напряжений. Выходной каскад ПЗС преобразует заряд каждого пикселя в величину напряжения посредством чувствительного конденсатора, C_S . В начале периода каждого пикселя, напряжение на C_S сбрасывается до опорного уровня, V_{REF} . Количество пропущенного света через пиксель определяется разностью напряжений между опорным и видео уровнем ΔV .

Минимальный уровень ПЗС сигнала может достигать до 10 электронов, а чувствительность по выходу достигать 0.6 мкВ/электрон. Большинство приборов с зарядовой связью имеют выходное напряжение насыщения 0.5 В .. 1 В для поверхностных

датчиков и 2 В .. 4В для линейных. Уровень постоянного тока на осциллограмме находится между 3 .. 7В.

Выходной сигнал ПЗС обычно обрабатывается внешним нормирующим каскадом. Природа выхода ПЗС требует, чтобы он привязывался к определенному уровню до квантования его АЦП. Функции смещения и усиления обычно являются частью процесса обработки аналогового сигнала.

Выходное напряжение ПЗС мало и зачастую скрыто в шумах. Доминирующим источником шума является тепловой шум сопротивления FET ключа сброса. Данный шум может в среднем составлять величину 100 .. 300 электронов по действующему значению (60 .. 180 мВ). Этот шум, называемый шумом « kT/C », иллюстрируется на Рис.5.38. В течении интервала сброса накопительный конденсатор C_S подключается через КМОП ключ к V_{REF} . Шум сопротивления ключа во включенном состоянии (R_{ON}) составляет:

$$\text{Тепловой шум} = \sqrt{4kT \cdot BW \cdot R_{ON}}$$

Шум лежит в полосе, определяемой постоянной времени $R_{ON} \cdot C_S$. Шумовая полоса преобразуется для однополюсного фильтра с помощью коэффициента $(\pi/2) = 1.57$:

$$\text{Шум } BW = \frac{\pi}{2} \cdot \left[\frac{1}{2\pi \cdot R_{ON} \cdot C_S} \right] = \frac{1}{4 \cdot R_{ON} \cdot C_S}$$

Или:

$$\text{Тепловой шум} = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

Интуитивно понятно, что при уменьшении величины R_{ON} , уменьшается тепловой шум, но при этом расширяется полоса, и поэтому шум определяется только величиной емкости.

Отметим, что когда ключ сброса открыт, шум kT/C накапливается на C_S и остается постоянным до следующего интервала сброса. Поэтому данный шум представляет собой изменение выходного напряжения ПЗС от выборки до выборки и является общим, как для уровня сброса, так и для уровня видео сигнала в данном периоде.

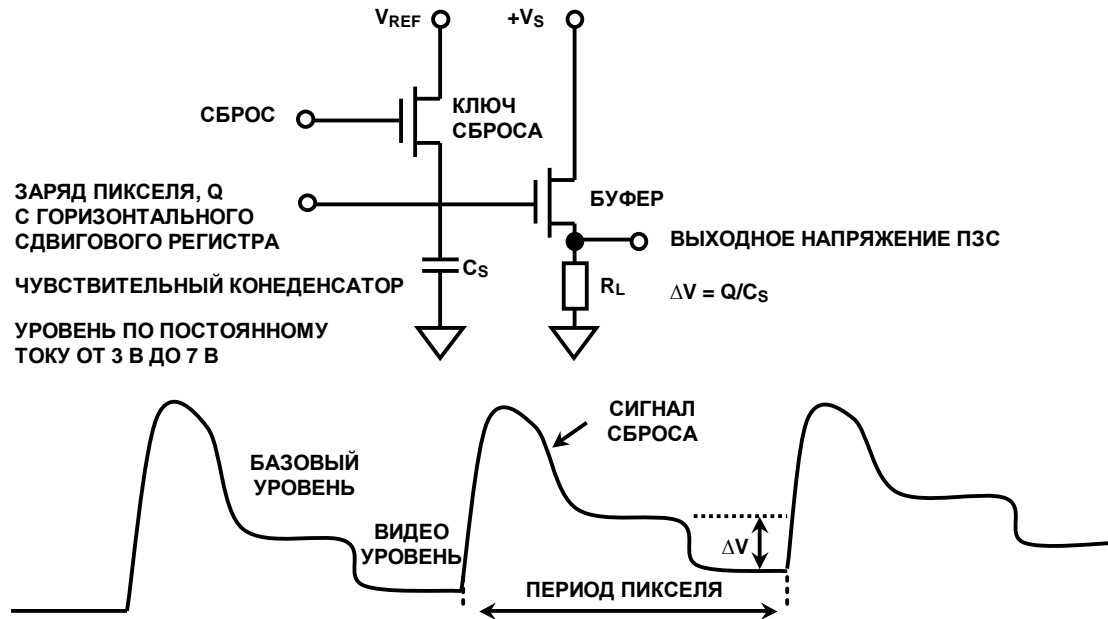


Рис.5.37. Выходной каскад ПЗС и осциллограммы.

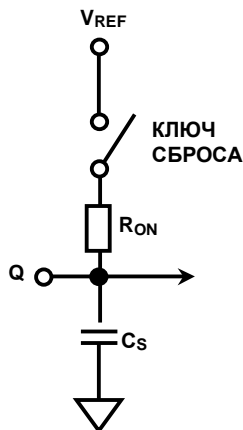


Рис.5.38. Шум (kT/C).

Для уменьшения действия шума часто используется метод, называемый двойным корреляционным стробированием (ДКС - *CDS*). На Рис.5.39 показана схема, применяющая метод ДКС (существует множество других схем). Выходной сигнал ПЗС подается на входы обоих стробируемых усилителей (*SHA1*, *SHA2*). В конце интервала сброса *SHA1* содержит уровень напряжения сброса плюс kT/C шум. В конце видео интервала *SHA2* содержит уровень видео сигнала плюс kT/C шум. Выходы стробируемых усилителей подаются на вычитающий усилитель, на выходе которого образуется напряжение ΔV без шума kT/C .

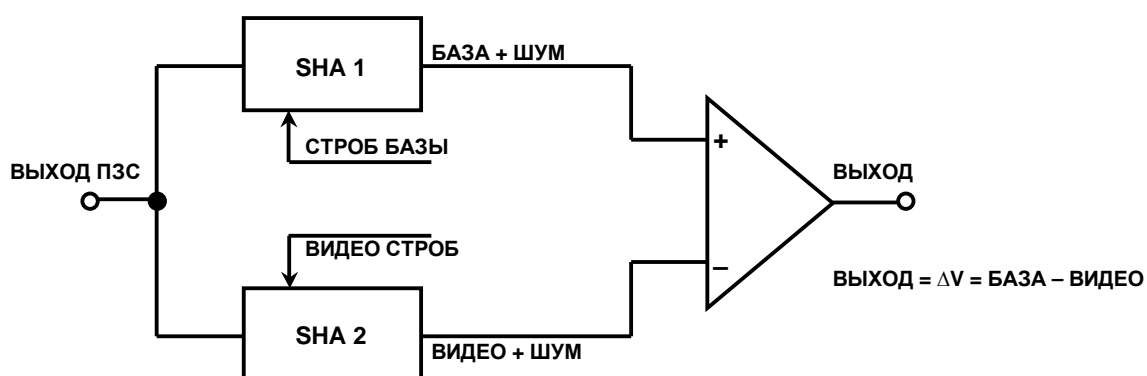


Рис.5.39. Метод двойного корреляционного стробирования (ДКС).

Контактные датчики изображения (КДИ) являются линейными датчиками, используемыми вместо ПЗС в факсимильных аппаратах и сканнерах узкого формата. Хотя КДИ не обладают качеством изображения ПЗС, они имеют весьма низкую стоимость и для них необходима более простая оптическая система. Выход КДИ подобен выходу с ПЗС с той разницей, что опорное напряжение располагается около уровня «земли» (см. Рис.5.40), что исключает необходимость выполнения операции фиксации напряжения. Типовое выходное напряжение КДИ составляет от нескольких сотен милливольт до 1В по верхнему пределу. Несмотря на то, что операция фиксации для КДИ не требуется, сигнал до квантования АЦП следует сформировать с помощью стробируемого усилителя.

Analog Devices предлагает несколько аналоговых препроцессоров (АПП) в интегральном исполнении для применения в сканнерах, цифровых камерах и картах записи звука и изображения. Все АПП включают в себя выполнение функций, перечисленных выше.

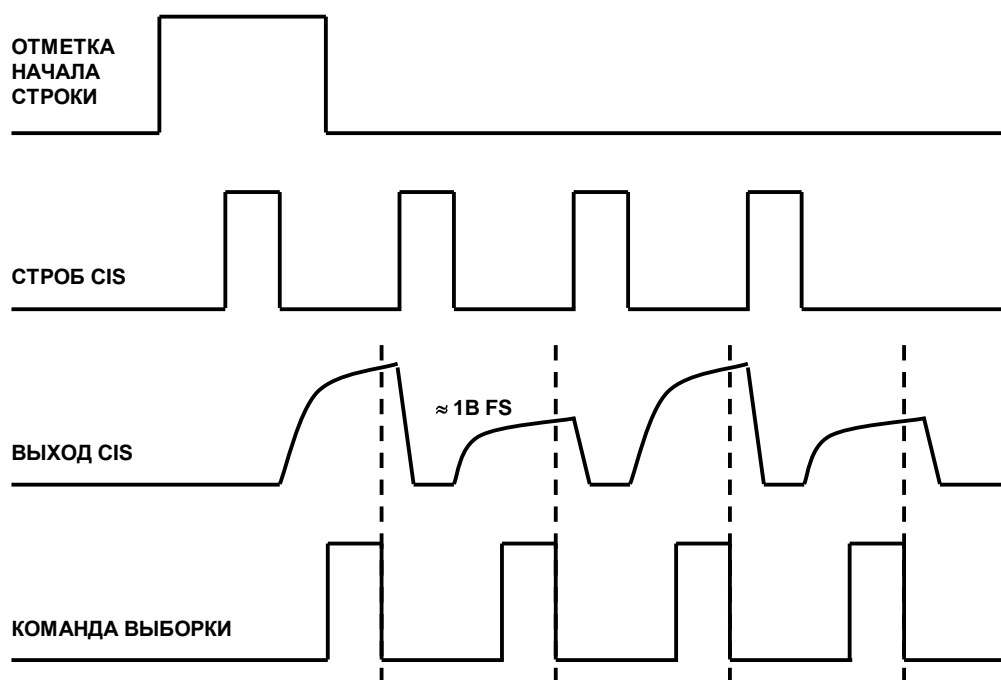


Рис.5.40. Осциллограммы контактного датчика изображения (КДИ).

АПП AD9816 включает в себя 12-разрядный АЦП с частотой кодирования 6 МГц, трехканальную (RGB) аналоговую цепь для фиксации и стробирования сигналов (см. Рис.5.41). AD9816 можно программировать через последовательный интерфейс (подстройка смещения и усиления), что дает необходимую гибкость в выполнении обработки сигналов. Это важно в таких приложениях, как средне и широкоформатные сканеры, цифровые камеры, медицинская рентгенография, камеры безопасности оптические и прочие приложения, где требуется считывать изображения с ПЗС или КДИ датчиков.

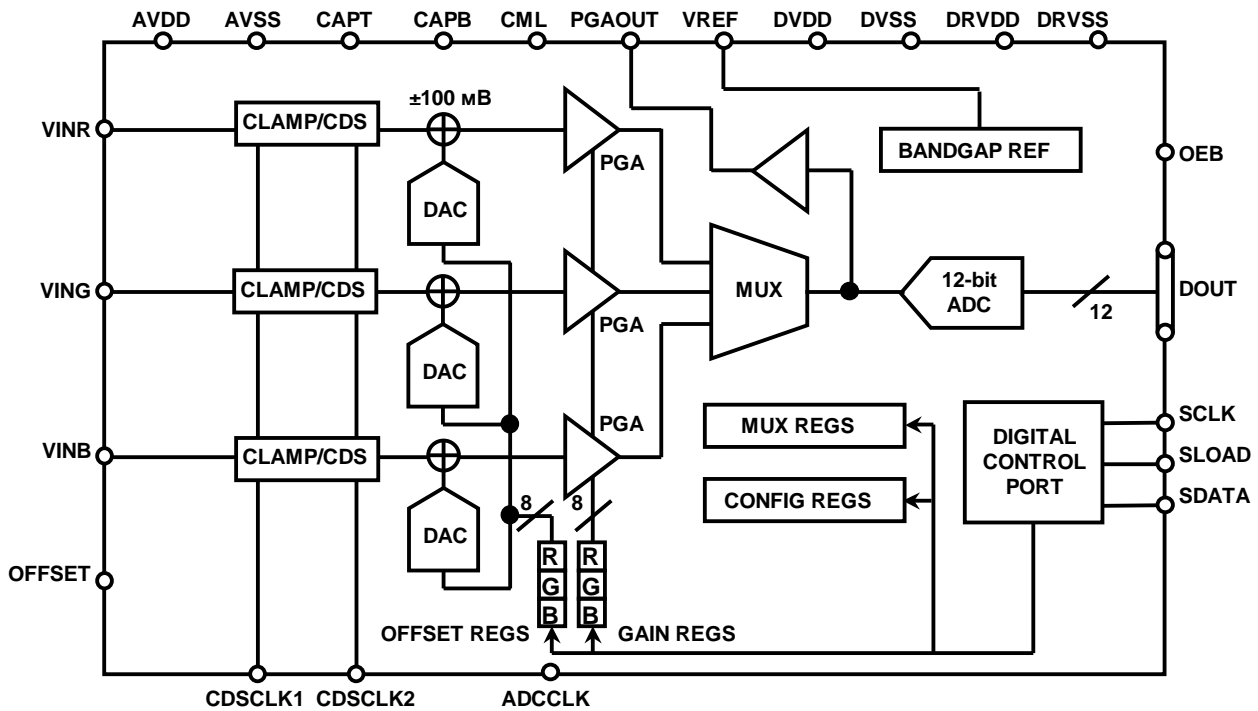


Рис.5.41. Аналоговый препроцессор AD9816.

Сигнальная часть AD9816 состоит из входного фиксатора уровня, схемы двойного корреляционного стробирования (*CDS*), ЦАП подстройки смещения (*DAC*), усилителей с программируемым усилением (*PGA*) и 12-разрядного АЦП (*ADC*) с последовательным интерфейсом к внешнему цифровому сигнальному процессору (*DSP*). Функции ДКС и привязки можно запретить при работе с КДИ приложениями. Последним продуктом от Analog Devices линии АПП является AD9814. Основные функции и структура AD9814 абсолютно те же, что и у АПП AD9816, единственное отличие состоит в использовании 14-разрядного АЦП. Выигрыш от применения AD9814 можно получить в приложениях, связанных с широкоформатными и фильмовыми сканерами.

- ◆ Законченный 12-разрядный препроцессор (6 МГц)
- ◆ Работа с 1..3 каналами
- ◆ Режим двойного корреляционного стробирования (ДКС)
- ◆ Программирование усиления и подстройка смещения: 8-бит
- ◆ Наличие внутреннего ИОН
- ◆ Высокая линейность: ДНЛ = ± 0.4 МЗР, ИНЛ = ± 1.5 МЗР
- ◆ Низкий выходной шум: 0.5МЗР СКВ
- ◆ Компенсация значительного сдвига в режиме КДИ
- ◆ 3-х проводной последовательный интерфейс
- ◆ Однополярное +5В питание, 420 мВт мощность рассеяния
- ◆ Корпус MQFP 44 вывода

Рис.5.42. Основные спецификации AD9816.

Литература

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide*, Section 3, Analog Devices, Inc., 1992.
4. Walt Kester, Editor, *System Applications Guide*, Analog Devices, Inc., 1993.
5. Walt Kester, Editor, *Linear Design Seminar*, Analog Devices, 1994.
6. Walt Kester, Editor, *Practical Analog Design Techniques*, Analog Devices, 1994.
7. Walt Kester, Editor, *High Speed Design Techniques*, Analog Devices, 1996.
8. Thomas M. Fredrickson, *Intuitive Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, 1988.
9. *Optoelectronics Data Book*, EG&G Vactec, St. Louis, MO, 1990.
10. Silicon Detector Corporation, Camarillo, CA, Part Number SD-020-12-001 Data Sheet.
11. *Photodiode 1991 Catalog*, Hamamatsu Photonics, Bridgewater, NJ
12. *An Introduction to the Imaging CCD Array*, Technical Note 82W-4022, Tektronix, Inc., Beaverton, OR., 1987.
13. Lewis Smith and Dan Sheingold, *Noise and Operational Amplifier Circuits*, Analog Dialogue 25th Anniversary Issue, pp. 19-31, Analog Devices, 1991.
14. James L. Melsa and Donald G. Schultz, *Linear Control Systems*, pp. 196-220, McGraw-Hill, 1969.
15. Jerald G. Graeme, *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*, McGraw-Hill, 1995.
16. Erik Barnes, *High Integration Simplifies Signal Processing for CCDs*, Electronic Design, February 23, 1998, pp. 81-88.
17. Eric Barnes, *Integrated for CCD Signal Processing*, Analog Dialogue 32-1, Analog Devices, 1998.
18. Precision Resistor Co., Inc., 10601 75th St. N., Largo, FLA, 33777-1427, 727-541-5771, <http://www.precisionresistor.com>

