

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.

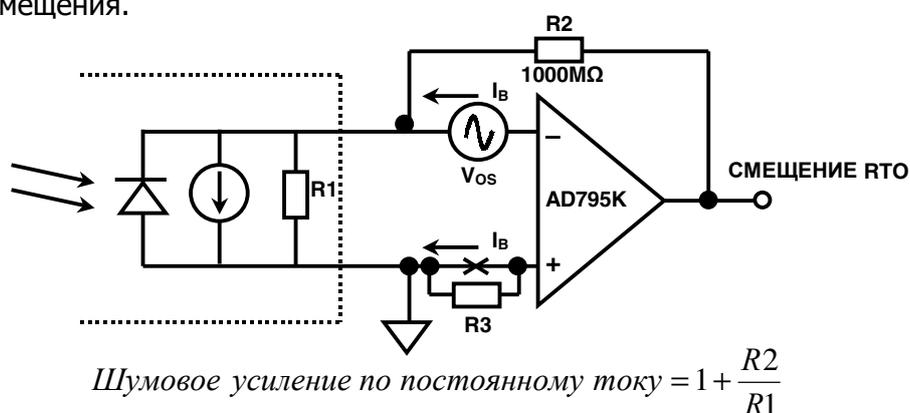


Рис.5.15. Ошибки смещения по постоянному току предусилителя AD795.

	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 AD795K.

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.

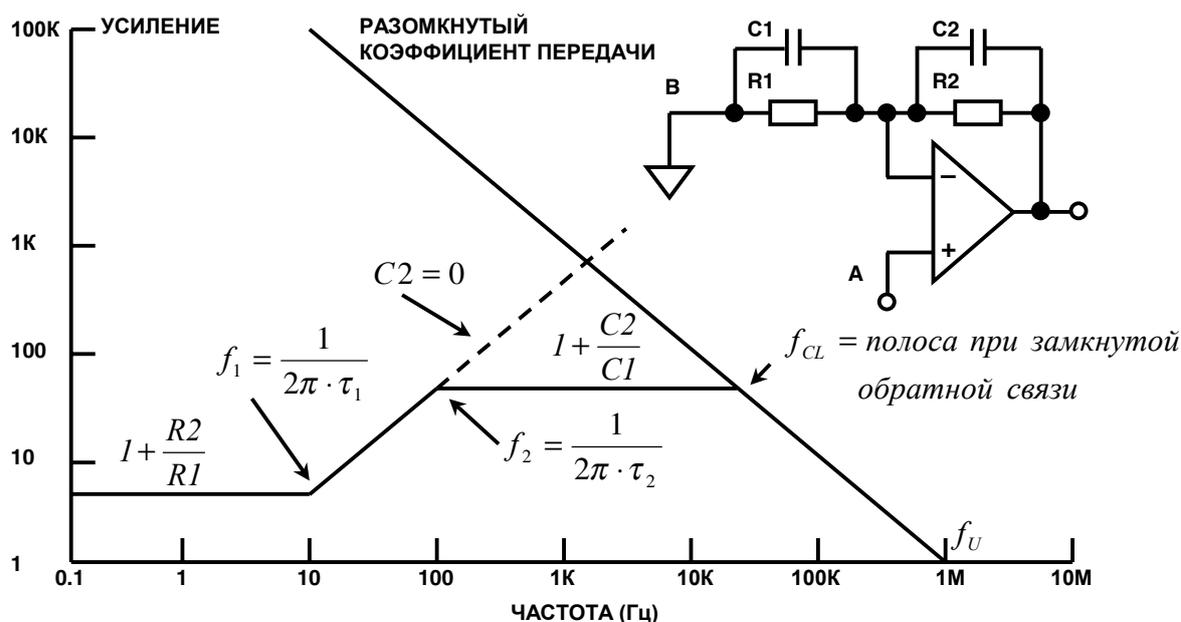


Рис.5.17. Обобщенная диаграмма Боде для шумового усиления (NG).

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

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

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 $\tau_1 = R1 || R2 \cdot (C1 + C2)$ 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 Боде 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.

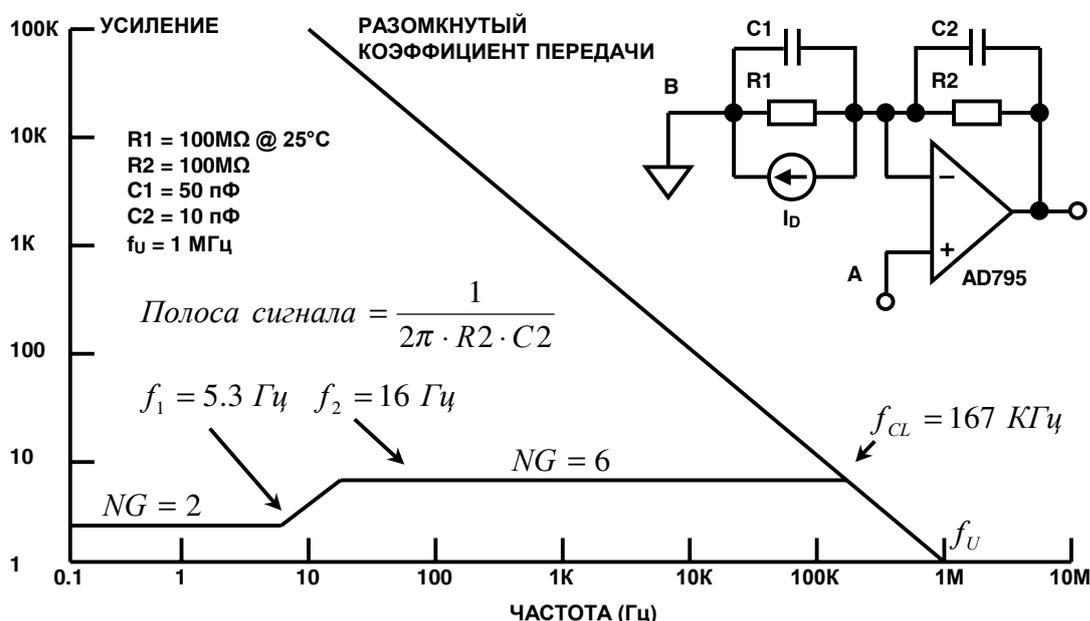


Рис.5.18. Шумовое усиление предусилителя на AD795 при +25°C.

Важно отметить, что изменения температуры не оказывают значительного влияния на стабильность данной схемы. Изменения величины $R1$ (сопротивления параллельного фотодиоду) 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.

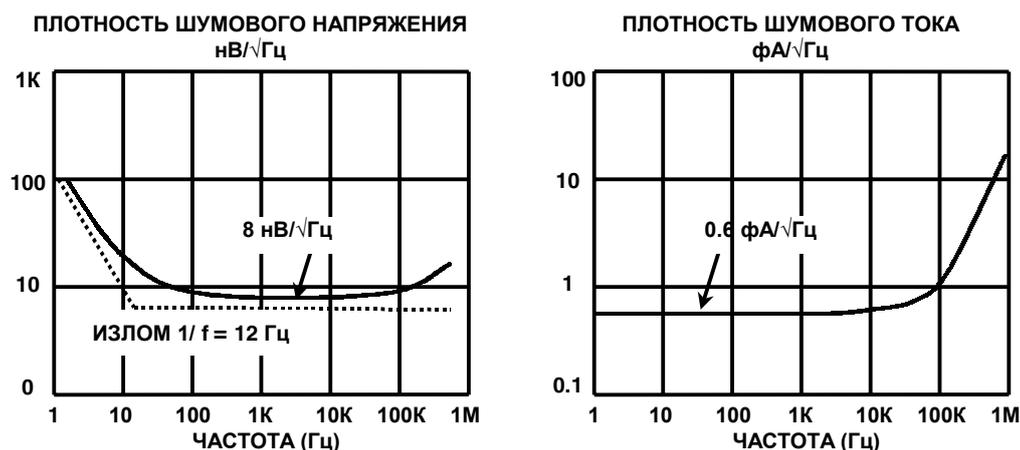


Рис.5.19. Шумовое напряжение и ток AD795.

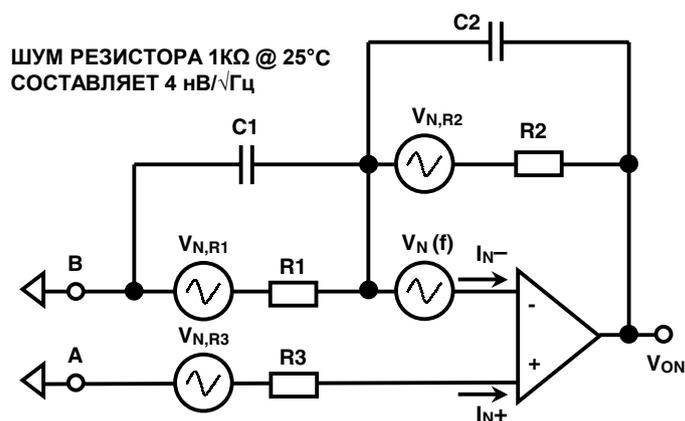
Полная шумовая модель операционного усилителя приводится на Рис.5.20. Каждая индивидуальная компонента шума на выходе рассчитывается путем интегрирования квадрата ее спектральной плотности по соответствующей полосе частот с последующим извлечением квадратного корня:

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

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)*
$V_N(f)$	$V_N(f) \cdot NG$	$1.57 \cdot CL$
I_{N+}	$I_{N+} \cdot R3 \cdot NG$	$1.57 \cdot CL$
I_{N-}	$I_{N-} \cdot R2$	$1.57 \cdot S$
R1	$V_{N,R1} \cdot (R1/R2)$	$1.57 \cdot S$
R2	$V_{N,R2}$	$1.57 \cdot S$
R3	$V_{N,R3} \cdot NG$	$1.57 \cdot CL$

*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 полосе.

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°C. Компоненты от I_{N+} и $R3$ отсутствуют? так как прямой вход операционного усилителя заземлен.

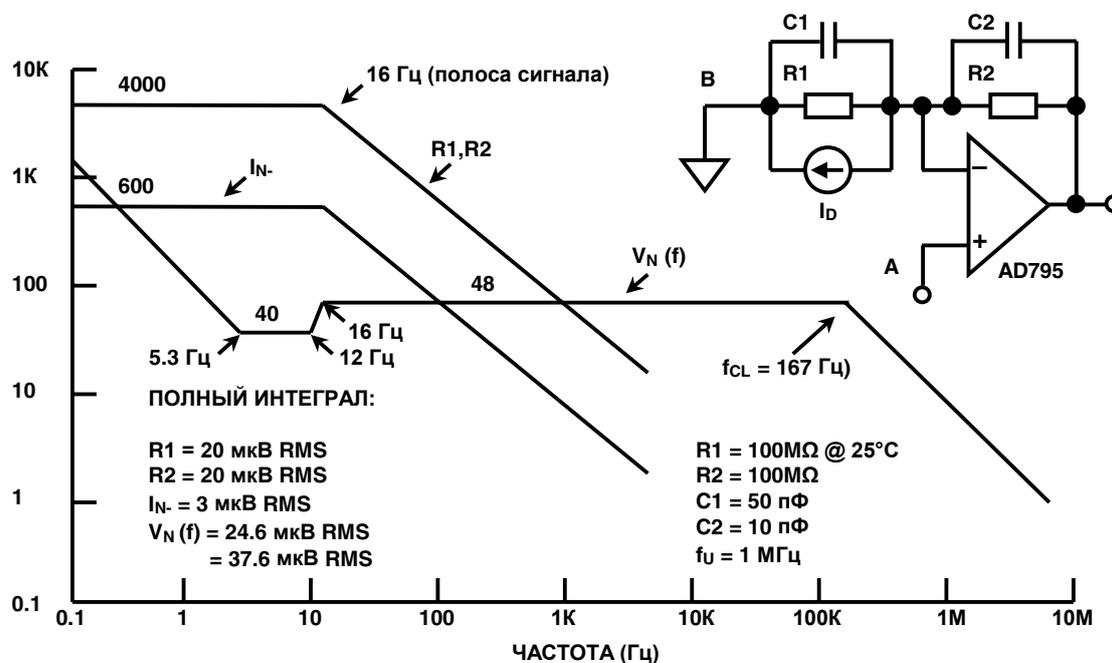


Рис.5.21. Спектральные плотности шумовых компонент на выходе (нВ/√Гц) при +25°C.

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 C_2 . Увеличение C_2 понижает шумовое усиление на высоких частотах, но пропорционально увеличивается полоса интегрирования. В то же время, большая величина C_2 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.

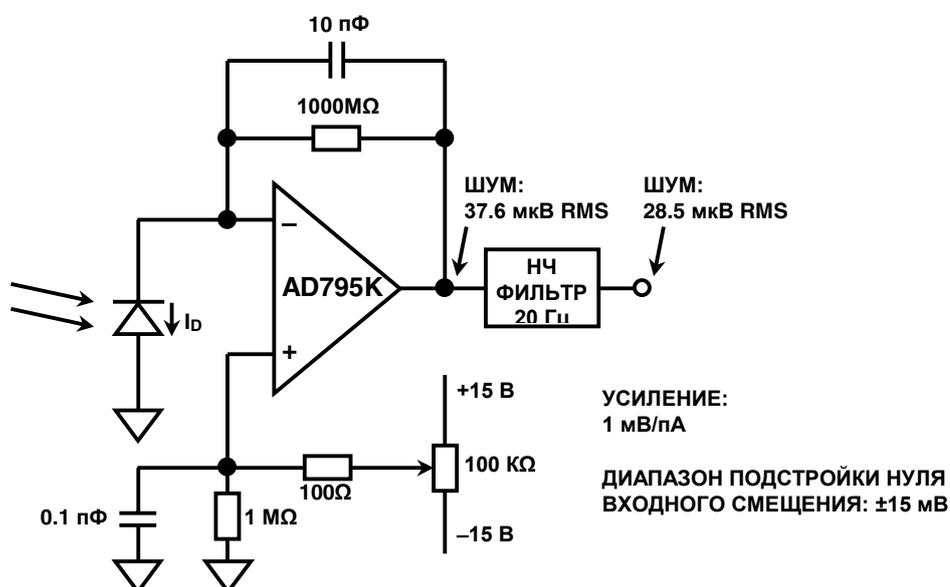


Рис.5.22. Предусилитель фотодиода на AD795 с подстройкой нуля смещения.

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 милливольт 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 p-p)
- ◆ 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.

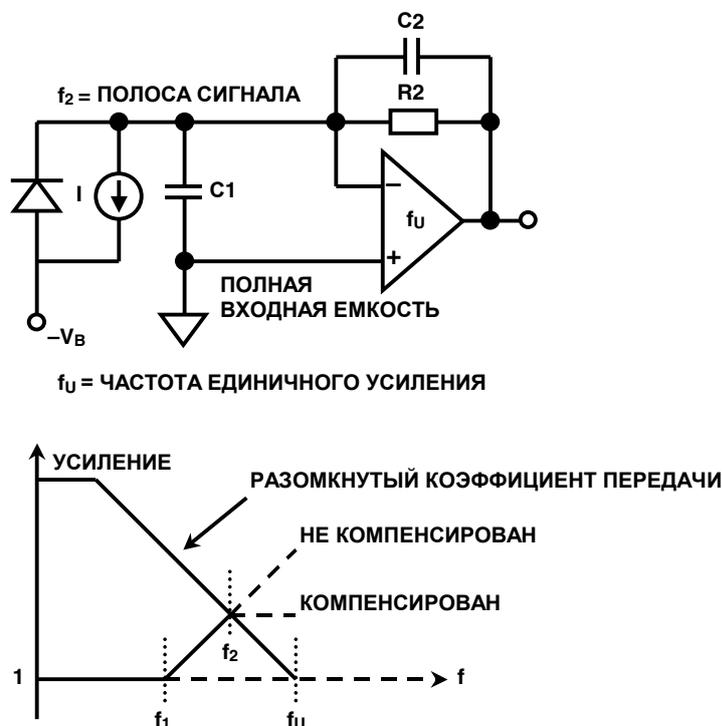


Рис.5.24. Компенсация входной емкости в преобразователе ток-напряжение.

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/ $\sqrt{Гц}$)
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.

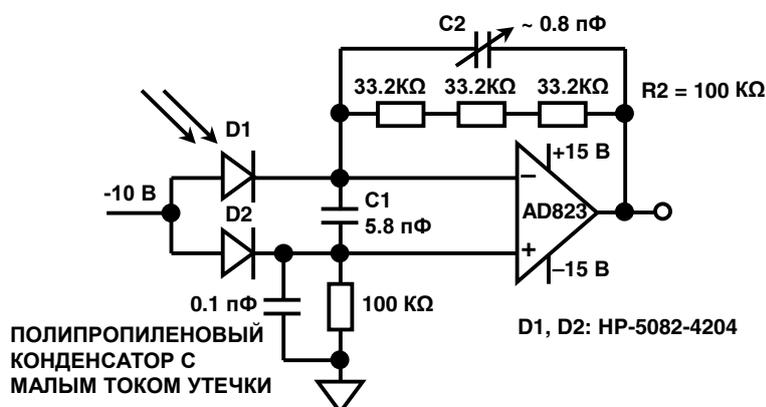


Рис.5.27. 2МГц предусилитель фотодиода с компенсацией темнового тока.

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 R_2 $V_{N,R2}$ (см. Рис.5.28).

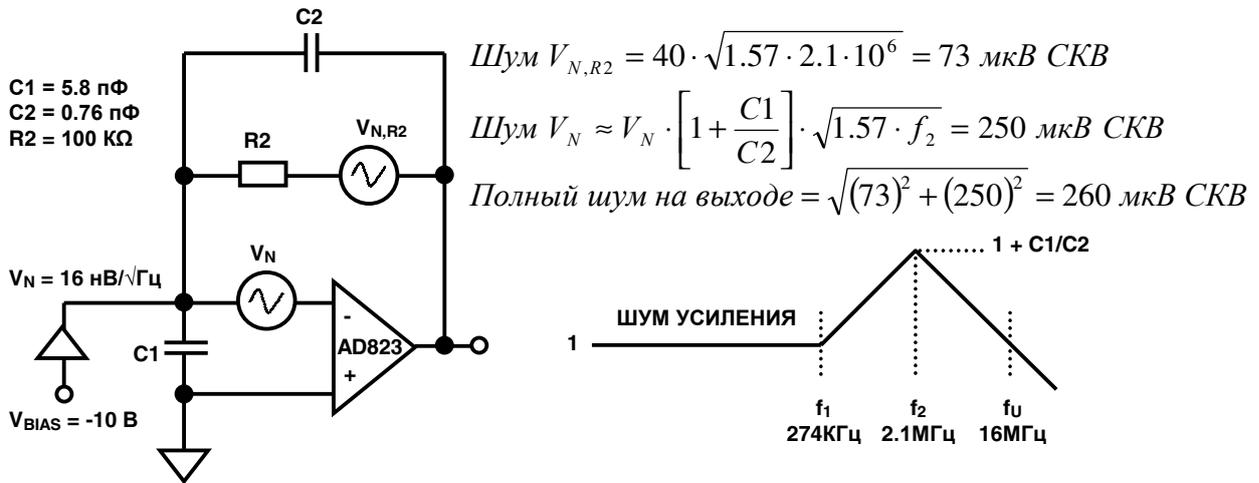


Рис.5.28. Эквивалентная схема для анализа выходного шума.

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.