

## Расчет пороговой чувствительности фотоприемного устройства (ФПУ)

### Метод 1.

Порог чувствительности ФПУ – наименьшая средняя мощность оптического сигнала на входном полюсе ФПУ, при которой обеспечивается заданное отношение сигнал/помеха или заданный коэффициент ошибок.

Типичная структурная схема цифрового ФПУ приведена на рисунке 1. От источника питания 3 подается отрицательное смещение на фотодиод 1, фототок которого создает электрический сигнал на сопротивление нагрузки 2. Этот сигнал усиливается предварительным 4, а затем основным усилителем 5. Задачей предварительного усилителя является обеспечение минимальных собственных шумов модуля, основной усилитель поднимает сигнал до уровня, необходимого для дальнейшей обработки. Для обеспечения заданного динамического диапазона в состав модуля включается блок АРУ 6, который регулирует как коэффициент усиления усилителя, так и коэффициент внутреннего умножения ЛФД. При необходимости в состав приемника включаются корректирующие цепи 7 для формирования его частотной характеристики. Состав аналогового ПРОМ ограничивается блоками (2)-(6). В цифровом модуле сигнал, формируемый линейной частью модуля, затем подвергается нелинейной обработке в решающем устройстве 8 с целью восстановления его формы и временного положения.

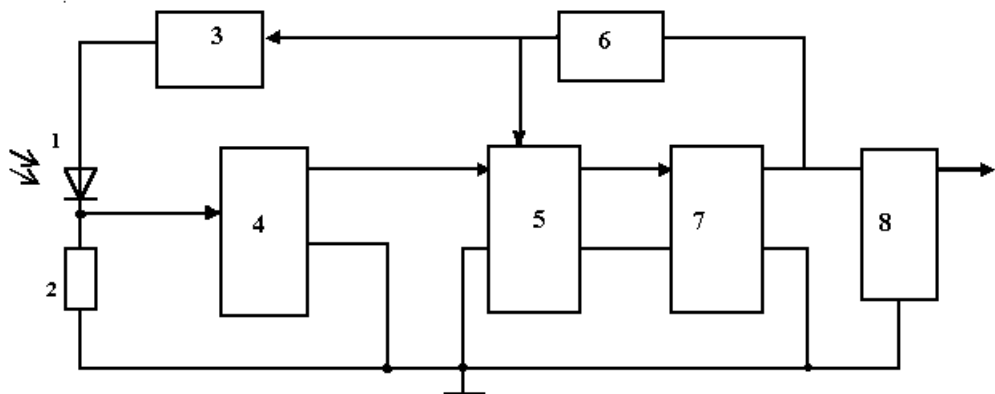


Рисунок 1 – Схема цифрового ФПУ

Основные источники шумов в ФПУ.

1. Дробовый шум, вызываемый самим оптическим сигналом  $S(t)$ .
2. Темновой ток  $I_T$ .
3. Избыточный шум лавинного умножения.
4. Тепловой шум сопротивления нагрузки  $R_n$ .
5. Шумы элементов первого каскада предварительного усилителя.

На входной полюс ПРОМ (или ПУ) поступает импульсная последовательность со скоростью  $V=1/T$ , где  $T$  – тактовый интервал,  $V$  – скорость передачи в линии. Она отличается от исходной скорости передачи  $V_0$ , если применяются коды класса  $mBnB$ . Тогда

$$V = \frac{V_0 n}{m}. \quad (1)$$

В последовательности передается символ «1» с вероятностью  $p(1)$  и символ «0» с вероятностью  $p(0)$ . За счет шумов сигнал искажается. И когда в решающем устройстве принимается решение, какой же символ передавался, возникают ошибки. Вероятность ошибки определяется как (см.рис.2):

$$P_{ош} = p(0) \cdot P_{лс} + p(1) \cdot P_{нр}. \quad (2)$$

Источники шумов. Во-первых, всегда существует аддитивный (белый) шум. Его основным источником являются тепловые шумы, сопротивления нагрузки и шумы усилителя фототока. Его математическое ожидание (М.О.)=0, а среднеквадратичное отклонение (СКО) обозначим как  $\sigma_{ш}$ . Во-вторых, существует квантовый или фотонный шум, обусловленный квантовой природой электромагнитного излучения, который необходимо учитывать при взаимодействии оптического излучения с веществом. Если на фотоприемник поступают импульсы с энергией  $E_0$ , то под действием их возникает  $n$  электронно-дырочных пар равно

$$\bar{n} = \frac{\eta \cdot E_0}{h \cdot \nu}, \quad (3)$$

где  $h \cdot \nu$  – энергия кванта,  $\eta$  – квантовая эффективность фотодиода, т.е. вероятность того, что фотон преобразовался в электронно-дырочную пару (ЭДП), но  $\bar{n}$  – это только среднее число ЭДП. Точное число ЭДП является величиной случайной и подчиняется закону Пуассона

$$p(n) = \frac{n^n \cdot e^{-n}}{n!}, \quad (4)$$

Далее, если в системе нет никаких других шумов, существует вероятность, что мы не получим ни одной ЭДП в ответ на оптический импульс, т.е. получим ошибку, т.е. пропуск сигнала

$$p(0) = e^{-n}, \quad (5)$$

Например, для  $p_{\text{ош}} = 10^{-9}$  из (5) следует, что число ЭДП должно быть

$$n = -\ln 10^{-9} \approx 21, \quad (6)$$

Таким образом, задача определения порога чувствительности сводится к решению вопроса, сколько должно быть в среднем ЭДП на импульс, чтобы обеспечить заданную  $p_{\text{ош}}$  с учетом всех шумов в приемном устройстве. Если мы знаем  $\bar{n}$ , то порог чувствительности определить просто из (3)

$$P_0 = E_0 \cdot V \cdot p(1) = \frac{V \cdot p(1) \cdot \bar{n} \cdot h \cdot \nu}{\eta}. \quad (7)$$

В (7) величина  $P_0$  определена в Вт. Обычно  $P_0$  выражают в дБм, которая связана с (7) как

$$P_0(\text{дБм}) = 10 \lg \frac{10 \cdot P_0(\text{мВт})}{1 \text{ мВт}}. \quad (8)$$

Это соотношение может быть преобразовано к виду

$$P_0 = 10 \lg \left( \frac{\bar{n} \cdot \lambda \cdot 10^{-9}}{\eta \cdot V} \right), \text{дБм}. \quad (9)$$

где  $V$  – скорость цифрового информационного сигнала [Мбит/с],  $\lambda$  – длина волны оптического излучения [нм].

Теперь необходимо получить выражение для  $\bar{n}$ , связав его с  $p_{\text{ош}}$  и характеристиками шумов в ПРОМ.

Основной математический аппарат для решения этой задачи разработан и пор широко используется в научно-технической литературе под названием метода гауссовой аппроксимации. В его основу положено предположение о том, что распределение плотности вероятности отсчетов сигнала на выходе линейной части ФПУ, т.е. на входе решающего устройства (РУ), при передаче обоих символов «0» и «1», могут быть описаны нормальным законом и различаются только математическими ожиданиями ( $U_1$  и  $U_0$ ) и дисперсиями ( $\sigma_0^2$  и  $\sigma_1^2$ ). Показано, что такое допущение дает погрешность в оценке порога чувствительности менее 1 дБ, что вполне допустимо для инженерных расчетов. Рассмотрим рисунку 2. По оси абсцисс напряжение на входе РУ, по оси ординат - плотность вероятности.

Предположим, что на вход ФП поступает символ «0», оптического сигнала нет. Но аддитивные помехи приводят к тому, что на вход РУ поступает шумовое напряжение с математическим ожиданием  $U_0$  и дисперсией  $\sigma_0^2$ ,  $f(u/0)$  – это его плотность распределения вероятности. Если порог срабатывания решающего устройства  $U_{п}$ , то существует вероятность того, что шумовой сигнал превысит порог, и мы примем неверное решение о том, что передавался символ «1», вероятность такой ошибки (ложного сигнала) –  $p_{лс}$ . Мы предполагаем, что  $f(u/0)$  описывается нормальным законом:

$$f(u / 0) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_0}} \cdot e^{-\frac{(u - \bar{u}_0)^2}{2 \cdot \sigma_0^2}} . \quad (10)$$

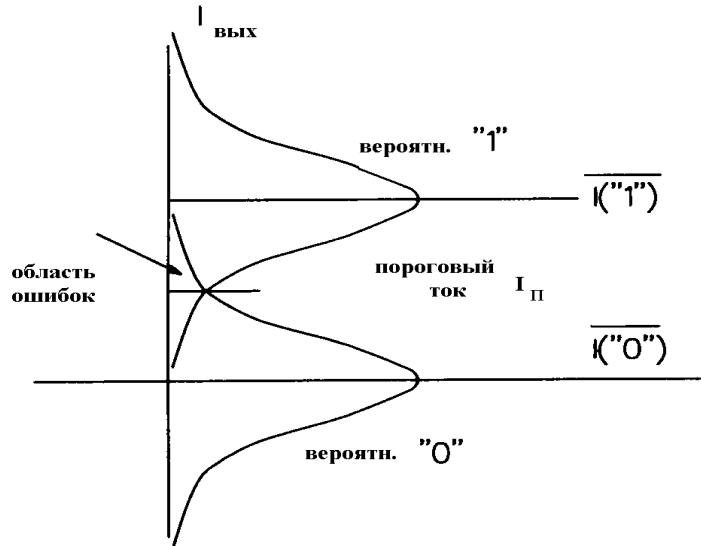


Рисунок 2 – Распределение плотности вероятности отсчетов сигнала на выходе линейной части ФПУ

Величина  $p_{лс}$  зависит от того, насколько далеко порог от  $u_0$ . Обозначим

$$Q = \frac{U_n - \bar{U}_0}{\sigma_0}. \quad (11)$$

Далее, при приеме символа «0» для нормального закона можно написать

$$P_{ош}^0 = p_{лс} = 0,5 - \Phi(Q), \quad (12)$$

где интеграл вероятности

$$\Phi(Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^Q e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (13)$$

Теперь построим апостериорную вероятность  $f(u/1)$  – распределение отсчетов напряжения на входе РУ при передаче символа «1», т.е. смеси сигнал + шум. Математическое ожидание напряжения для  $\bar{u}_1$  больше, чем для  $\bar{u}_0$  и определяется уровнем принимаемого сигнала. Дисперсия  $\sigma_1^2$  тоже больше (в отличие от электронных систем), т.к. кроме аддитивных шумов, шум заложен в самом оптическом сигнале.

Поэтому существует вероятность того, что отсчет окажется ниже порога. Вероятность пропуска символа «1» -  $p_{пр}$ . Мы предположим, что и эта апостериорная плотность вероятности нормальна, т.е.

$$f(u/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_1} \cdot e^{-\frac{(u-\bar{u}_1)^2}{2\sigma_1^2}} \quad (14)$$

Теперь мы делаем второе предположение гауссовой аппроксимации о том, что  $p_{лс} = p_{нр}$ . Это также неточно, т.к. байесовский критерий оптимального приема говорит, что напряжение порога РУ  $u_n$  должно соответствовать точке пересечения  $f(u/0)$  и  $f(u/1)$ . Погрешность этого допущения для типичных случаев невелика  $\approx 10\%$ .

Из предположения (14) следует, что

$$Q = \frac{\bar{U}_1 - U_n}{\sigma_1}. \quad (15)$$

Из (11) и (15) получим, что

$$Q = \frac{\bar{U}_1 - \bar{U}_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (16)$$

исходное выражение гауссовой аппроксимации. Здесь  $Q$  связано с  $p_{ош}$  через соотношение (13). Приближенная формула, справедливая для малых  $p_{ош}$

$$p_{ош} \approx \frac{\exp(-\frac{Q^2}{2})}{Q \cdot \sqrt{2\pi}}. \quad (17)$$

Физический смысл  $Q$ . Величина  $2Q = S_N$  это отношение сигнал/шум (на входе решающего устройства - РУ) выраженное в относительных единицах. Зависимость вероятности ошибки  $BER$  от соотношения сигнал шум  $S_N$  показана на рисунке 3.

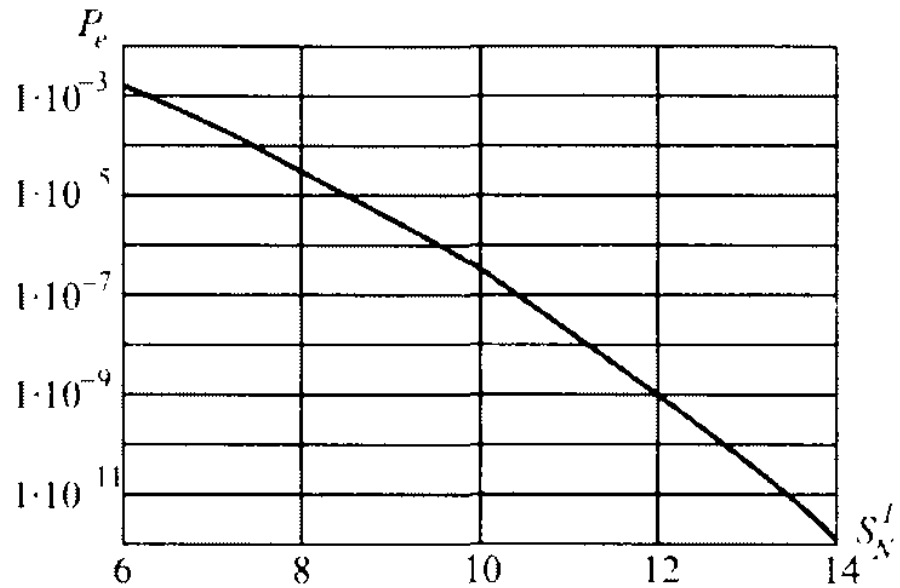


Рисунок 3 – Зависимость вероятности ошибки BER от соотношения сигнал шум  $S_N$

Теперь необходимо связать величины, в (9) и (17) с параметрами узлов ПРОМ, для этого возвращаемся к физике его работы. Под воздействием оптического импульса в ФП появляются ЭДП, каждая возбуждает одноэлектронный импульс

$$S_i(t) = e \cdot m_i \cdot g(t - t_i), \quad (18)$$

где  $e$  – заряд электрона,  $m_i$  – внутреннее умножение этой ЭДП,  $t_i$  – момент ее появления,  $g(t)$  – импульсная характеристика линейной части ПРОМ. Напряжение на входе РУ будет выражаться как сумма

$$U(t) = \sum_i S_i(t) + Z(t), \quad (19)$$

где  $Z(t)$  – аддитивный шум.

Сумма случайного числа случайных слагаемых имеет сложный закон распределения, но мы предполагаем, что он нормальный. Еще одно предположение, что при передаче символа «0» на вход ФП не поступает оптического излучения. Тогда математическое ожидание

$$\bar{U}_0 = 0 \text{ и } \sigma_0^2 = 0$$

Для символа «1» подобные соотношения запишутся как

$$\bar{U}_1 = \bar{n} \cdot \bar{S}, \quad (20)$$

$$\bar{\sigma}_1^2 = \bar{n} \cdot \bar{S}^2 + \bar{\sigma}_z^2, \quad (21)$$

где  $\bar{S}$  – среднее значение амплитуды одноэлектронного импульса.

Подставим (20) и (21) в (19) и, решая квадратное уравнение, получим

$$\bar{n} = Q^2 \cdot \frac{\bar{S}_1^2}{(\bar{S})^2} + 2 \cdot Q \cdot \frac{\sigma_z}{\bar{S}}. \quad (22)$$

Выражение (22) можно преобразовать к виду

$$\bar{n} = Q^2 \cdot F \cdot Y_1 + 2 \frac{Q \cdot z}{M}, \quad (23)$$

здесь  $Q$  – параметр, рассмотренный выше,  $z$  – параметр, определяемый величиной аддитивных шумов ФПУ,  $F$  – коэффициент избыточного шума ЛФД (для  $p-i-n$  фотодиода  $F=1$ ), который зависит от коэффициента умножения  $M$  и его материала (коэффициента ионизации материала) и определяется как

$$F = k \cdot M + \left(1 + \frac{1}{M}\right) \cdot (1 - k). \quad (24)$$

Для  $p-i-n$  ФД  $M=1$ ,  $F=1$ ,  $k=0$ . Для ЛФД коэффициент умножения  $M$  выбирается, а  $k=0,02\dots0,1$  – для кремния;  $k = 0,8\dots1$  – для германия;  $k=0,4\dots0,6$  – для GaAs.

Величина  $Y_1$  учитывает временной разброс моментов появления одноэлектронных импульсов, в результате которого амплитуда многоэлектронного импульса случайным образом отклоняется от суммы амплитуд одноэлектронных импульсов. Для идеального счетчика фотонов  $Y_1=1$ , для практически используемых ФПУ  $Y_1>1$ .

Если первое слагаемое в (23) связано с дробовым шумом фототока, вызванного принимаемым сигналом, то второе учитывает влияние аддитивных помех. Проводя определенные рассуждения и выкладки параметр  $z$  можно представить в виде

$$z = \frac{1}{e} \cdot \sqrt{N_0 \cdot Y_2 + N_2 \cdot Y_3}, \quad (26)$$

здесь  $e$  – заряд электрона,  $e = 1,6810^{-19}$  кулона.

Параметры  $Y_2$  и  $Y_3$  зависят от формы оптического импульса и импульсной характеристики линейной части ПРОМ. Для простейшего и достаточно характерного для волоконно-оптических систем случая, когда импульсная характеристика и оптический импульс имеет колоколообразную форму выражения для  $Y_1, Y_2, Y_3$ , можно записать как

$$Y_1 = \frac{1 + 5.14 \cdot \delta^2}{\sqrt{1 + 10.28 \cdot \delta^2}} \quad (27)$$

$$Y_2 = \frac{0.33}{\varphi \cdot V} \cdot (1 + 5.14 \cdot \delta^2) \quad (28)$$

$$Y_3 = 4,73 \cdot \varphi \cdot V \cdot (1 + 5,14 \cdot \delta^2) \quad (29)$$

здесь  $\delta = \Delta t \cdot f_{0,5}$ ;  $\Delta t$  – длительность оптического импульса;  $f_{0,5}$  – полоса линейной части ФП по уровню 0,5;  $\varphi = f_{0,5}/V$ ;  $V$  – скорость передачи цифрового оптического сигнала.

Пока неизвестны два параметра  $N_0$  и  $N_2$ . Это коэффициенты в разложении спектральной плотности эквивалентного шумового тока ФД и первого каскада усилителя фототока:

$$N(\omega) = N_0 + N_2 \cdot \omega^2 + \dots +$$

В ВОСП в основном применяются два вида ФП: ЛФД и  $p-i-n$  ФД. Их основное отличие друг от друга – это наличие внутреннего усиления у ЛФД и отсутствие у  $p-i-n$  фотодиода. Основные параметры ФД:

1) квантовая эффективность  $\eta$  – вероятность преобразования фотона в ЭДП;

2) токовая монохроматическая чувствительность (как правило, этот параметр имеется в паспортах)  $S\left(\frac{A}{Bm}\right) = \frac{e \cdot \eta}{h \cdot \nu} \cdot M$ , т.е. у  $p-i-n$  фотодиодов –

$S=0,5 \div 0,8$  А/Вт; у ЛФД в  $M$  раз больше;

3) темновой ток  $I_T$  – ток, протекающий через ФД в отсутствии оптического излучения;

4) коэффициент умножения  $M$  у ЛФД. Коэффициент умножения показывает во сколько раз увеличивается фототок в ЛФД, по сравнению с  $p-i-n$  ФД. Наряду с усилением в ЛФД возникает избыточный шум, который ухудшает параметры ФП. Избыточный шум зависит от  $M$  и коэффициента ионизации  $k$ , который в свою очередь зависит от материала фотодиода (см. соотношение (24)).

Избыточный шум ЛФД, а также дробовые шумы, вызываемые оптическим сигналом, учтены в первом слагаемом соотношения (24). Это сомножители  $F$  и  $Y_1$ . Коэффициенты  $N_0$  и  $N_2$  учитывают другие источники шумов. Это, в первую очередь, темновой ток фотодиода. Составляющая  $N$  для темнового тока ЛФД и  $p-i-n$  ФД соответственно запишется

$$\begin{aligned} N_T^{\text{ЛФД}} &= e \cdot I_T \cdot M \cdot F \\ N_T^{p-i-n} &= e \cdot I_T \end{aligned} \quad (30)$$

Вторая составляющая – тепловой шум сопротивления нагрузки  $R$  фотодиода

$$N_R = \frac{2 \cdot k_B \cdot T}{R}.$$

На входе предварительного усилителя ФП может быть включен полевой или биполярный транзистор. Предположим, что:

1) Включен полевой транзистор по схеме с общим истоком. Здесь присутствуют дробовой шум тока затвора (ток затвора достаточно мал  $\sim 10^{-9}$ А) и тепловой шум проводимости канала полевого транзистора  $g_m$

$$N_3 = e \cdot I_3 \cdot N_k = 2 \frac{k_B \cdot T \cdot C^2 \cdot \theta}{g_m}.$$

Параметр:  $\theta=0,7$  для  $Si$  – полевого транзистора, и  $\theta=1,1$  для  $GaAs$  полевого транзистора;  $C$  – суммарная емкость ( $\approx 5-10$  пФ).

Таким образом, коэффициенты  $N_0$  и  $N_2$  для схемы полевым транзистором запишутся как

$$N_0 = e \cdot I_T \cdot M \cdot F + e \cdot I_3 + \frac{2 \cdot k_B \cdot T}{R} \quad (31)$$

$$N_2 = 2 \frac{k_B \cdot T \cdot C^2 \cdot \theta}{g_m}$$

2). Входной транзистор – биполярный, включен по схеме с ОЭ. Основные причины шумов, возникающие в таком транзисторе (составляющие коэффициентов  $N_0$  и  $N_2$ ):

- дробовой шум тока базы  $I_{\delta} N_{I\delta} = e \cdot I_{\delta} \cdot (1 + 1/\beta)$

- тепловой шум объемного сопротивления базы  $R_{\delta} N_{R\delta} = 2 \cdot k \cdot T / R_{\delta}$ ;  $R_{\delta} \approx 100$  Ом.

- дробовой шум тока коллектора  $N_{ek} = e \cdot I_k \cdot R_3^2$ .

С учетом некоторых приближений и сделав достаточно простые преобразования запишем выражения для  $N_0$  и  $N_2$  биполярного транзистора:

$$N_0 = e \cdot \left[ I_T \cdot M \cdot F + I_{\delta} \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) \right] + 2 \frac{k_B \cdot T}{R} \quad (32)$$

$$N_2 = 2 k_B \cdot T \cdot C^2 \cdot R_{\delta} \cdot \left[ \left( \frac{C_{\phi\delta}}{C} + \frac{C_m}{C} \right)^2 + \frac{k_B \cdot T}{2 \cdot e \cdot \beta \cdot R_{\delta} \cdot I_{\delta}} \right]$$

Можно принять, что  $C \approx 10$  пФ,  $(C_{\phi\delta} + C_m) / C \approx 0,5$ .

### Алгоритм расчета пороговой чувствительности ФПУ

1. Выбор типа фотодиода и транзистора первого каскада усилителя.
2. Расчет параметра  $Q$  для заданной вероятности ошибки  $p_{ош}$  на основании выражения (17) или по графику (рисунок 3).
3. Расчет параметров, не зависящих от скорости передачи.  $F$  – формула (24);  $N_0, N_2$  – формулы (31, 32);  $Y_1$  – формула (27).
4. Расчет параметров  $Y_2, Y_3, Z, n, P_0$  по формулам (28), (29), (26), (23), (9). Рассчитав  $P_0$ , определяем пороговую чувствительность ФПУ в дБм.

## Расчет пороговой чувствительности фотоприемного устройства (ФПУ)

### Метод 2.

#### Эквивалентная схема фотоприемного устройства

Рассмотрим более детально линейную часть ФПУ, в которую кроме ФД и сопротивления нагрузки входят предварительный усилитель, корректирующая цепь и фильтр нижних частот (ФНЧ). Найдем полную величину напряжения шумов на его выходе. Эквивалентная схема линейной части ФПУ приведена на рисунке 4.

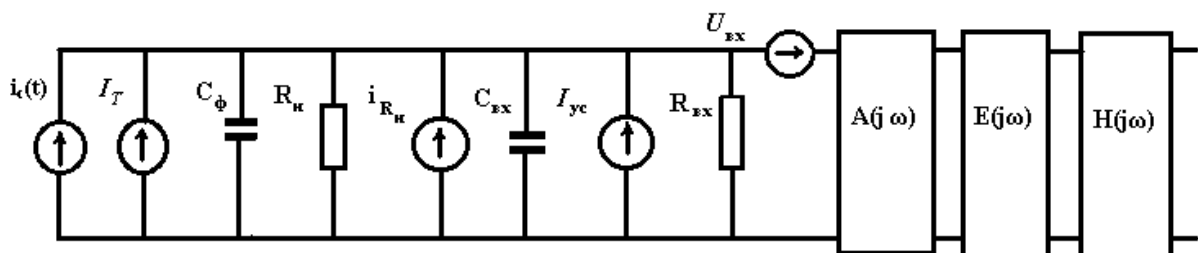


Рисунок 4 – Эквивалентная схема линейной части ФПУ.

Фотодиод представлен источниками тока:  $i_c(t)$  – ток сигнала на выходе фотодетектора,  $I_T$  – темновой ток фотодиода, а также емкостью  $C_\phi$ . Нагрузкой фотодиода является резистор  $R_n$ . Входной импеданс предварительного усилителя определяется  $R_{вх}$  и  $C_{вх}$ . Передаточная характеристика предварительного усилителя определена как  $A(j\omega)$ , корректирующей цепи как  $E(j\omega)$ , а ФНЧ, определяющего полосу пропускания ФПУ, как  $H(j\omega)$ .

Для упрощения анализа полагаем, что в полосе частот принимаемого сигнала  $A(j\omega) = A$ , а  $H(j\omega) = 1$ .

При использовании  $p-i-n$  фотодиода его шумы обусловлены воздействием оптического сигнала (дробовый шум) и наличием темнового тока  $I_T$ . Тепловые шумы нагрузки представлены генератором шумового тока  $i_R$ . Соотношения для среднего квадрата дробового и теплового шумового токов приведены далее.

Шумовые характеристики предварительного транзисторного усилителя могут быть представлены источником шумового тока со средним квадратом спектральной плотности  $I_{yc}^2$  и источником шумового напряжения со средним квадратом спектральной плотности  $U_{yc}^2$ .

В оптических системах связи при расчете отношения сигнал/шум полагают, что все источники шумов имеют нормальное (гауссовское) распределение плотности вероятности, а шумы от разных источников аддитивны.

Если каждый из источников шума является независимым и не коррелирован с другими, то результирующий шум может быть представлен в виде суммы значений средних квадратов каждого из этих источников. При этом в эквивалентную схему могут входить два источника шумов, как показано рисунке 5.

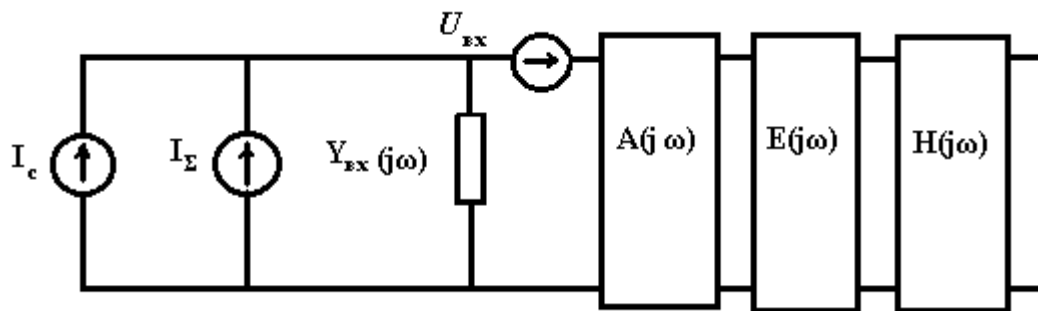


Рисунок 5 – Упрощенная эквивалентная схема ФПУ

На эквивалентной схеме (рисунок 5) приняты следующие обозначения:  $I_c$  – среднее значение тока полезного сигнала,  $I_Σ$  и  $Y_{вх}(j\omega)$  определяются из соотношений

$$I_{\Sigma}^2 = I_{ДР}^2 + I_R^2 + I_{yc}^2,$$

$$Y_{вх}(\omega) = \left( \frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{вх}} \right) + j2\pi f(C_{\phi} + C_{yc}) = \frac{1}{R} + j2\pi fC$$

Результирующая входная  $RC$ -цепь ограничивает полосу пропускания ФПУ значением  $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ . Поэтому после предварительного усиления обычно производят выравнивание АЧХ с помощью корректирующей цепи, передаточная характеристика  $E(j\omega)$  которой обратна передаточной характеристике входной  $RC$ -цепи.

Можно показать, что средний квадрат шумового тока на выходе линейной части ФПУ с  $p$ - $i$ - $n$ - фотодиодом определяется соотношением

$$I_w^2 = A^2 \left\{ \frac{U_{yc}^2}{R^2} \left[ \left( 1 + \frac{4}{3} \pi^2 B^2 R^2 C^2 \right) \right] + I_{dp}^2 + I_{yc}^2 + \frac{4k_B T}{R} \right\} B ,$$

здесь  $B$  – полоса пропускания фильтра;  $A$  – коэффициент усиления усилителя;  $T$  – температура, К.

Отношение сигнал/шум (по току) на выходе линейной части ФПУ равно

$$S_N^I = \left\{ \frac{(SP_c)^2}{\left[ \frac{U_{yc}^2}{R^2} \left( 1 + \frac{4}{3} \pi^2 B^2 R^2 C^2 \right) + 2e(I_c + I_T) + I_{yc}^2 + \frac{4k_B T}{R} \right] B} \right\}^{0.5} = \left\{ \frac{(SP_c)^2}{\left( \sum_1^5 C_n \right) B} \right\}^{0.5} ,$$

$$C_1 = \frac{U_{yc}^2}{R^2}, \quad C_2 = \frac{4}{3} U_{yc}^2 \pi^2 B^2 C^2, \quad (33)$$

$$C_3 = 2e \cdot (I_c + I_T), \quad C_4 = I_{yc}^2, \quad C_5 = \frac{4k_B T}{R}.$$

Обратим внимание на ряд особенностей выражения (33).

Увеличение сопротивления нагрузки ФД  $R_H$  (при условии, что  $R_{вх} \gg R_H$ ) улучшает отношение сигнал/шум, пока слагаемые  $C_1$  и  $C_5$  значительны по величине.

При наличии коррекции на высоких частотах слагаемое  $C_2$  становится преобладающим и шум начинает возрастать пропорционально квадрату значения входной емкости. Поэтому весьма важно минимизировать значение емкости  $C$ . Это приводит также и к уменьшению величины требуемой коррекции АЧХ усилителя.

Наличие слагаемого дробового шума  $C_3$  приводит к тому, что общий уровень шума на выходе усилителя будет зависеть от уровня принимаемого сигнала. Эта характерная особенность отличает оптические системы связи от других.

Пять членов в знаменателе выражения (33) суммируются, поскольку предполагается, что каждое из них представляет гауссовский некоррелированный источник шума. На самом деле имеются теоретические границы применимости ожидаемых статистических характеристик некоторых из слагаемых, которые не являются гауссовыми случайными процессами. Например, дробовой шум является процессом, подчиняющимся пуассоновской статистике, коэффициент шума лавинного умножения  $F$  также может иметь закон распределения, отличный от нормального. Приведенная оценка отношения сигнал/шум является приближенной, но обычно вполне достаточна для предварительных расчетов.

#### **Фотоприемное устройство с высокоимпедансным усилителем.**

Как видно из выражения (33) для увеличения отношения сигнал/шум необходимо увеличивать сопротивление нагрузки (т.е.  $R$ ). В этом случае шумы будут определяться слагаемыми  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ . Какое из этих слагаемых будет наибольшим, зависит от полосы пропускания ФПУ и типа используемого в усилителе входного транзистора. При  $R \rightarrow \infty$

$$S_N^I = \left\{ \frac{(SP_c)^2}{\left[ U_{yc}^2 \pi^2 B^2 C^2 + 2e(I_c + I_T) + I_{yc}^2 \right] B} \right\}^{0.5} \quad (34)$$

Если обозначит как  $R_{yc}^*$  отношение  $U_{yc}/I_{yc} = R_{yc}^*$ , то на высоких частотах при выполнении условия  $B > \sqrt{3}/2\pi C R_{yc}^* = (\Delta f)_0$  слагаемое  $C_2$ , характеризующее шумовое напряжение, будет преобладать над слагаемым  $C_4$ , определяющим шумовой ток. На низких частотах, то есть при  $B < (\Delta f)_0$ , слагаемое  $C_4$  шумового тока усилителя превышает слагаемое  $C_2$  шумового напряжения.

Определим величину шумов усилительного каскада на биполярном и полевом транзисторах.

**Усилительный каскад на биполярном транзисторе.** В схеме с общим эмиттером шум базового тока представляется параллельным источником шумового тока со спектральной плотностью  $I_{yc}^2 = 2eI_{\bar{o}}$ ,  $I_{\bar{o}} = I_K/\beta$ , где  $I_{\bar{o}}, I_K$  – ток базы и коллектора транзистора, соответственно,  $\beta$  – коэффициент передачи тока базы.

Дробовый шум коллекторного тока может быть представлен источником шумового тока на выходе усилительного каскада со спектральной плотностью  $I_{ки}^2 = 2eI_K$ . Приводя этот шум ко входу, получим эквивалентный генератор шумового напряжения со спектральной плотностью

$$U_{yc}^2 = \frac{2 \cdot (k_B T)^2}{e I_K}$$

Входная проводимость транзистора дается выражением

$$Y_{yc}(j\omega) = \frac{1}{r_{\bar{o}}} + j\omega C_{yc}, C_{yc} = C_{\bar{o}\bar{э}} + C_{\bar{o}к},$$

где  $r_{\bar{o}}, C_{\bar{o}к}, C_{\bar{o}\bar{э}}$  – сопротивление базы емкости коллекторного и эмиттерного переходов транзистора, соответственно.

Полная входная проводимость входной цепи с усилителем на биполярном транзисторе равна

$$Y_{вх}(j\omega) = \left( \frac{1}{R_H} + \frac{1}{r_{\bar{o}}} \right) + j\omega C_{\bar{o}\bar{э}} + \dots + C_{\bar{o}к} = C_{\bar{ф}} + C_{yc}.$$

В усилительном каскаде на биполярном транзисторе существует оптимальный коллекторный ток, при котором шум схемы минимален. При оптимальном коллекторном токе шумы базового и коллекторного токов равны. Схема на биполярном транзисторе при высоких скоростях передачи производит меньший шум, чем схема на полевом транзисторе. Это объясняется тем, что у биполярного транзистора имеется возможность увеличить коллекторный ток, уменьшая тем самым вклад в общий шум от

последовательного генератора напряжения. Оптимальный коллекторный ток прямо пропорционален скорости передачи.

**Усилительный каскад на полевом транзисторе.** Основными источниками шумов такого усилительного каскада являются: дробовый шум, вызываемый током затвора, шум проводимости канала.

Спектральная плотность шумов параллельного источника тока усилительного каскада на полевом транзисторе равна  $I_{yc}^2 = 2eI_z$ , где  $I_z$  – ток затвора.

Спектральная плотность шумов проводимости канала на выходе усилителя (в цепи стока) равна

$$(I_{yc \text{ вых}})^2 = 4k_B T \Gamma g_{TP},$$

где  $g_{TP}$  - крутизна полевого транзистора,  $\Gamma = 0,7$  для кремниевого полевого транзистора,  $\Gamma = 1,1$  для полевого транзистора из *InGaAs*.

Приводя шумы проводимости канала ко входу усилителя, получим последовательный источник напряжения со спектральной плотностью

$$U_{yc}^2 = \frac{4k_B T \Gamma}{g_{TP}}$$

Хотя использование большого входного сопротивления повышает отношение сигнал/шум, однако оно порождает два существенных неудобства:

- коррекция должна быть индивидуальной для каждой схемы (меняется емкость  $C_{ex}$ );
- уменьшается динамический диапазон усилителя.

Следует отметить, что приведенная эквивалентная схема является упрощенной, она справедлива для частот порядка сотни мегагерц. На более высоких частотах необходимо учитывать частотную характеристику усилителя (паразитные емкости), шумы сопротивления базы и др.

**Пример расчета пороговой чувствительности для усилителей на разных типах транзисторов.** Рассчитаем чувствительность цифрового ФПУ с высокоимпедансным усилителем на биполярном и полевом транзисторах.

**Исходные данные.** Скорость цифрового сигнала  $V=140$  Мбит/с; длина оптической волны  $\lambda=1.55$  мкм; вероятность ошибки –  $10^{-9}$  (отношение сигнал/шум (по току)  $\approx 12$ ); полоса пропускания фильтра численно равна  $0.8 \cdot V$ , т.е. 112 МГц;  $p-i-n$  фотодиод (чувствительность  $S = 0.8$  А/Вт, темновой ток  $I_T = 10^{-8}$  А).

**Биполярный транзистор.** Его параметры: коллекторный ток  $I_k=0.5$  мА; коэффициент передачи тока эмиттера  $\beta = 100$ ; суммарная входная емкость  $C = 5$  пФ; входное сопротивление транзистора определяется следующим соотношением  $R_{ex} = (kT\beta)/(eI_k) \approx 5$  кОм. Поскольку усилитель высокоимпедансный  $R_{ex} \ll R_n$ , то в соотношении (7.21)  $R = R_{ex}$ .

$$I_{yc}^2 = 2eI_k/\beta = 1.6 \cdot 10^{-24} \text{ А}^2/\text{Гц} \quad U_{yc}^2 = \frac{2 \cdot (k_B T)^2}{eI_k} = 4.3 \cdot 10^{-19} \text{ В}^2/\text{Гц}$$

Подставляя указанные параметры в соотношение (7.21) методом подбора находим, что  $P_c = 4.5 \cdot 10^{-7}$  Вт, т.е. чувствительность ФПУ составляет –33.5 дБм. Для скорости передачи  $V=8$  Мбит/с этот параметр составляет –41 дБм.

**Полевой транзистор.** Его параметры: материал – кремний; ток затвора  $I_z = 10^{-9}$  А; крутизна характеристики 10 мА/В;  $\Gamma = 0.7$ ; суммарная входная емкость  $C = 10$  пФ; так как входное сопротивление полевого транзистора много больше  $R_n$ , то  $R = R_n = 100$  кОм.

$$I_{yc}^2 = 2eI_z = 2 \cdot 10^{-28} \text{ А}^2/\text{Гц} \quad U_{yc}^2 = \frac{4k_B T \Gamma}{g_{TP}} = 1.2 \cdot 10^{-18} \text{ В}^2/\text{Гц}$$

Аналогичный расчет показывает, что  $P_c = 4.5 \cdot 10^{-7}$  Вт, т.е. чувствительность ФПУ составляет –31.5 дБм. Для скорости передачи  $V=8$  Мбит/с этот параметр составляет –47 дБм. Таким образом на низких частотах (при низких скоростях передачи) меньшими шумами обладает полевой транзистор, на высоких частотах – биполярный.

### Индивидуальный вариант для расчетов

№ варианта	Скорость передачи $V_1$ , Мбит/с	Скорость передачи $V_2$ , Мбит/с	Длина волны, мкм	Вероятность ошибки BER	Код
1.	100	5	0,85	$10^{-6}$	двоичный
2.	120	6	1,31	$10^{-7}$	3B4B
3.	140	7	1,55	$10^{-8}$	5B6B
4.	90	8	0,85	$10^{-9}$	двоичный
5.	110	9	1,31	$10^{-6}$	3B4B
6.	115	10	1,55	$10^{-7}$	5B6B
7.	125	5	0,85	$10^{-8}$	двоичный
8.	130	6	1,31	$10^{-9}$	3B4B
9.	135	7	1,55	$10^{-6}$	5B6B
10.	95	8	0,85	$10^{-7}$	двоичный
11.	100	9	1,31	$10^{-8}$	3B4B
12.	120	10	1,55	$10^{-9}$	5B6B
13.	140	5	0,85	$10^{-6}$	двоичный
14.	90	6	1,31	$10^{-7}$	3B4B
15.	110	7	1,55	$10^{-8}$	5B6B
16.	115	8	0,85	$10^{-9}$	двоичный
17.	125	9	1,31	$10^{-6}$	3B4B
18.	130	10	1,55	$10^{-7}$	5B6B
19.	135	5	0,85	$10^{-8}$	двоичный
20.	95	6	1,31	$10^{-9}$	3B4B
21.	100	7	1,55	$10^{-6}$	5B6B

## Пример оформления расчетов (для одного типа усилителя и одной скорости передачи)

### Дано:

Рассчитать пороговую чувствительность ФПУ по следующим параметрам:

Скорость передачи  $V = 10$  Мбит/с

Вероятность ошибки:  $BER = 10^{-9}$

Длина волны:  $\lambda = 0,85$  мкм

Код: двоичный ( $q=2$ ).

### Решение:

1. Выбор фотодиода.

Рабочая длина волны  $\lambda = 0,85$  мкм. Так как скорость передачи информации  $V = 10$  Мбит/с, и количество сигналов, используемых для передачи,  $q = 2$ , то период следования сигналов будет составлять:

$$T = \frac{1}{V} = 100 \text{ нс}$$

Поэтому для ФПУ рационально использовать кремниевый  $p-i-n$  фотодиод. У кремниевого детектора наибольший квантовый выход лежит в диапазоне 0,8...0,9 мкм, время отклика  $\tau$  составляет порядка 0,5..1 нс. Кроме того, его характеристики слабо зависят от температуры окружающей среды.

Я выбрал  $p-i-n$  фотодиод ФД-265.

*Характеристики диода:*

- Длина волны в максимуме чувствительности 0,85 мкм;
- Рабочее напряжение 4 В;
- Темновой ток при  $20^{\circ}\text{C} \leq 0,1$  мкА;
- Интегральная чувствительность (источник  $T_{\text{цв}}=2850$  К,  $T=20^{\circ}\text{C}$ )  $\geq 7,5$

мА/лм;

- Токовая монохроматическая чувствительность  $S = 0,8 \text{ А/м}^2$ ;
- Рабочая температура  $-60 \div +85 \text{ }^\circ\text{C}$ .

## 2. Выбор величины сопротивления нагрузки $R_H$ .

Я решил взять  $R_H = 1 \text{ МОм}$

На основании данного выбора рассчитаем быстродействие и ширину полосы пропускания:

$$\tau = 2,19 \cdot R_H \cdot C_{\text{фд}} = 2,19 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-12} = 2,2 \text{ мкс}$$

$$B = \frac{0,35}{\tau} = \frac{0,35}{2,2 \cdot 10^{-6}} = 0,16 \text{ МГц}$$

## 3. Выбор предварительного усилителя.

Предварительный усилитель должен обладать как можно меньшим уровнем собственных шумов, т. к. первый каскад усиления вносит основную часть шумов в систему.

Предварительный усилитель может быть реализован на полевом или биполярном транзисторе. Параметры предварительного усилителя должны задаваться быстродействием системы и уровнем шумов усилителя.

Я выбрал биполярный транзистор, т.к. его уровень шумов на высоких скоростях передачи меньше, чем у полевого транзистора.

Параметры кремниевого БПТ:

$$I_k = 0,5 \text{ мА};$$

$$\text{Коэффициент передачи тока эмиттера } \beta = 100;$$

$$\text{Суммарная входная емкость } C = 5 \text{ пФ};$$

Рассчитаем входное сопротивление транзистора:

$$R_{\text{вх}} = \frac{k \cdot T \cdot \beta}{e \cdot I_k} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 100}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ кОм}$$

Сопротивление входа много меньше сопротивления нагрузки, так как усилитель высокоимпедансный.

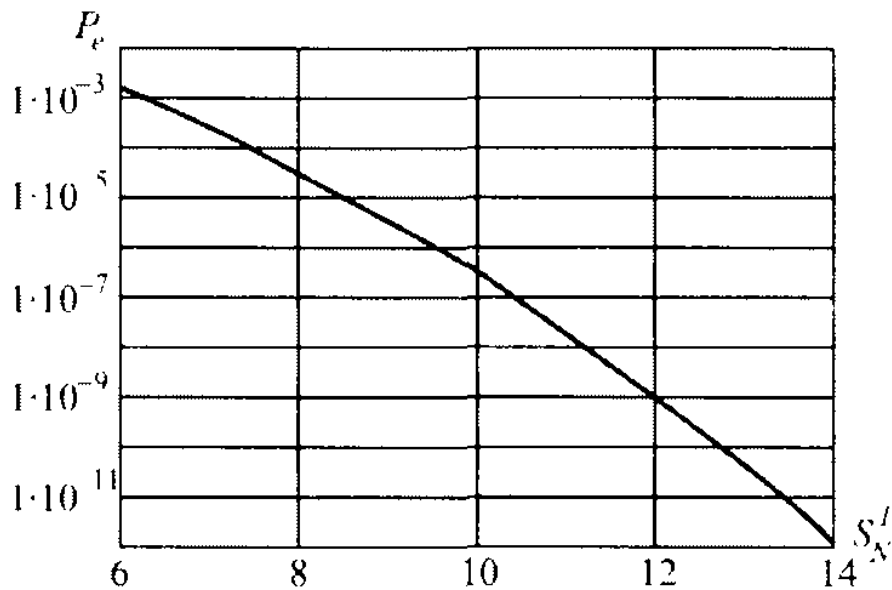
$$R = R_{\text{вх}}$$

$$I_{yc}^2 = \frac{2 \cdot e \cdot I_k}{\beta} = \frac{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}}{100} = 1,6 \cdot 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Гц}$$

$$U_{yc}^2 = \frac{2 \cdot (k_B \cdot T)^2}{e \cdot I_k} = \frac{2 \cdot (1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293)^2}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}} = 4,3 \cdot 10^{-19} \text{ В}^2/\text{Гц}$$

4. Расчет пороговой чувствительности цифрового высокоимпедансного предусилительного каскада.

Из графика зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал шум по току видно, что требуемая вероятность ошибки  $10^{-9}$  достигается при  $S_N^I = 12$ .



Выражение для отношения сигнал/шум по току на выходе линейной части ФПУ  $S_N^I$  имеет вид:

$$S_N^I = \sqrt{\frac{(S \cdot P_{\text{пор}})^2}{\left(\frac{U_{yc}^2}{R^2} \cdot \left(1 + \frac{4}{3} \cdot \pi^2 \cdot B^2 \cdot C^2\right) + 2 \cdot e \cdot (I_c + I_\tau) + I_{yc}^2 + \frac{4 \cdot k_B \cdot T}{R}\right) \cdot B}}$$

$$I_c = \sqrt{\frac{P_{\text{пор}}}{R_H}}$$

После подстановки в это выражение заданных и рассчитанных параметров, методом подбора определяется  $P_{\text{пор}} = 1,33 \cdot 10^{-8} \text{ Вт} = -48,8 \text{ дБм}$ .