

АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ ПО КРИТЕРИЮ СРЕДНЕГО КВАДРАТА ОШИБКИ

Н. К. Миленин

Рязань

В визуальных телевизионных системах качество изображения ухудшается в основном за счет динамических и случайных ошибок. Случайная ошибка возникает за счет воздействия помех, как внутренних, так и внешних. Динамическая ошибка определяется отличием частотных и фазовых характеристик реальной системы от тех же характеристик в идеализированной для данного стандарта телевизионной системе.

При воздействии помех трудно сделать так, чтобы заданная система работала одинаково хорошо при всех возможных сигналах. Поэтому правильнее потребовать, чтобы система имела наилучшие характеристики в наиболее вероятных условиях работы и была бы менее эффективной в маловероятных случаях. В связи с этим телевизионный сигнал будем рассматривать как случайную функцию, стационарную в большом интервале, с известным энергетическим спектром.

Качество решения поставленной задачи оценивается в общем случае математическим ожиданием некоторой функции потерь $M[l(v, v^*)]$, значение которой определяется конкретными реализациями сигнала v и его оценки v^* [1—4]. Этот критерий носит название критерия минимума среднего риска и относится к классу байесовских критериев.

Выбор оптимального критерия сводится к выбору надлежащей функции потерь; последняя определяется главным образом назначением системы и теми вероятностными характеристиками сигнала и шума, которые наиболее достоверно известны.

Остановимся здесь на среднеквадратичном критерии, так как при этом нужно знать только энергетические спектры сигнала и помех, которые хорошо изучены. При этом также получаются наиболее простые математические соотношения.

Использование других критериев в линейных системах не может существенно улучшить результаты. Если же закон распределения сигнала и помех является нормальным, то оптимальная линейная система оптимальна среди любых других систем, а среднеквадратичный критерий совпадает с рядом других критериев [1—4].

Степень совершенства изображений в реальной телевизионной системе будем оценивать величиной динамической и случайной ошибок с учетом свойств зрения [5].

Для простоты будем считать, что развертка прогрессивная.

Вычисление динамической ошибки в телевизионной системе. На рис. 1 показаны основные звенья, вносящие динамические ошибки в источники внешних и внутренних помех. К внутренним помехам отнесены шумы

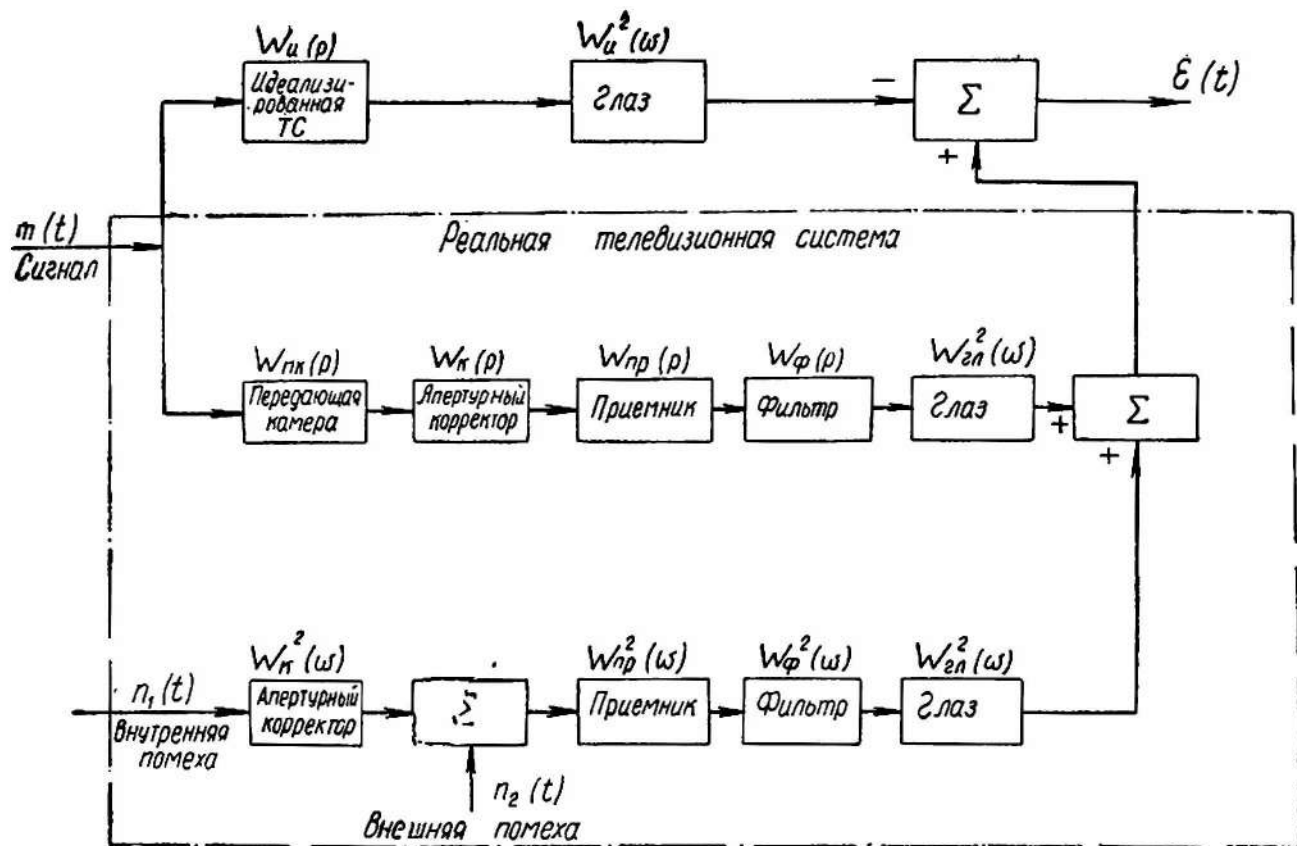


Рис. 1. Блок-схема реальной и идеализированных телевизионных систем

передающей камеры, а к внешним — шумы канала связи и шумы, возникающие в первых каскадах приемников. Средний квадрат динамической ошибки $\bar{\epsilon}_d^2$ можно вычислить по следующей формуле (рис. 1):

$$\bar{\epsilon}_d^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_m(\omega) W_{г.л}^2(\omega) |W_p(j\omega) - W_{и}(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1)$$

где $S_m(\omega)$ — энергетический спектр сигнала;
 $W_{г.л}^2(\omega)$ — квадрат частотной характеристики модели глаза;
 $W_p(j\omega)$ и $W_{и}(j\omega)$ — передаточные функции реальной и идеализированной телевизионных систем соответственно.

1. Энергетический спектр телевизионного сигнала можно представить в виде произведения нескольких функций, а именно [6]:

$$S_m(\omega) = \frac{a_0^2}{(1+x_0^2)(1+y_0^2)(1+z_0^2)}, \quad (2)$$

где

$$x_0 = \frac{\alpha_1 \omega_1}{2} y_1; \quad y_0 = \frac{\alpha_2 \omega_2}{2} (y_2 - 2m); \quad z_0 = \frac{\alpha_3 \omega_3}{2} (y_3 - 2m);$$

$$y_i = \frac{2\omega}{\omega_i}; \quad i = 1, 2, 3; \quad \omega_2 = \frac{2\pi}{H}; \quad \omega_1 = \frac{2\pi}{t_s}; \quad \omega_i = 2\omega_{г.р.}$$

Здесь T_k , H , t_s — длительность кадра, строки и элемента соответственно;

a_0^2 — значение спектральной плотности сигнала в области очень низких частот;

$\alpha_3, \alpha_2, \alpha_1$ — величины, характеризующие степень концентрации спектральной плотности сигнала около гармоник кадров, строк и в нижней части спектра;

m — номер гармоник кадров и строк.

2. Обобщенную весовую функцию помех представим по аналогии с выражением (2) в алгебраической форме

$$W_{г.л}^2(\omega) = \frac{1}{\left(1 + \frac{\tau_1^2}{\alpha_1^2} x_0^2\right) \left(1 + \frac{\tau_2^2}{\alpha_2^2} y_0^2\right) \left(1 + \frac{\tau_3^2}{\alpha_3^2} z_0^2\right)}, \quad (3)$$

где $\tau_2 = \nu$ — постоянная времени глаза ($\nu = 0,05 \div 0,2$ сек), независящая от длительности разверток и характеризующая временное усреднение помех глазом наблюдателя по кадрам.

Постоянные глаза, характеризующие пространственное накопление по строкам r_1 и поперек строк r_2 можно оценить по следующей формуле:

$$\frac{T_k}{\nu} = \frac{H(1-\Delta)}{\tau_2} = \frac{t_s k_\Phi (1-\delta)}{\tau_1}, \quad (4)$$

где k_Φ — формат кадра;

Δ и δ — потери на обратный ход по кадрам и строкам соответственно.

Выражение (4) подчеркивает тот факт, что в первом приближении глаз можно характеризовать только одной независимой постоянной времени ν . Это позволяет для ориентировочных расчетов найти постоянные τ_1 и τ_2 для любого стандарта разложения без каких-либо дополнительных экспериментов.

3. Передаточную функцию идеализированной системы будем считать равной единице, т. е.

$$W_n(p) = 1. \quad (5)$$

4. Для нахождения передаточной функции реальной телевизионной системы уточним передаточные функции основных ее узлов:

а) апертурно-частотная характеристика передающей камеры может быть представлена так:

$$W_{nk}(w) = \exp \left[-\frac{\mu_1^2}{\alpha_1^2} x_0^2 - \frac{\mu_2^2}{\alpha_2^2} y_0^2 \right], \quad (6)$$

где μ_1 и μ_2 характеризуют степень апертурных искажений вдоль и поперек строк соответственно;

б) предположим, что апертурная коррекция вдоль и поперек строк осуществляется добавлением к основному сигналу второй производной (разности). Тогда частотная характеристика апертурного корректора

$$\begin{aligned} W_k(w) &= (1 + k_1 y_1^2) [1 + k_2 (y_2 - 2m)^2] = \\ &= \left(1 + \frac{p_1^2}{\alpha_1^2} x_0^2 \right) \left(1 + \frac{p_2^2}{\alpha_2^2} y_0^2 \right), \end{aligned} \quad (7)$$

где $k_1 = \frac{p_1^2 \omega_1^2}{4}$; $k_2 = \frac{p_2^2 \omega_2^2}{4}$ — коэффициенты, характеризующие степень подъема в частотной характеристике корректора на частотах $\frac{\omega_1}{2}$ и $\frac{\omega_2}{2}$ соответственно;

в) допустим, что дополнительный фильтр имеет передаточную функцию вида

$$W_d(j\omega) = \frac{1}{\left(1 + j \frac{T_1}{\alpha_1} x_0 \right) \left(1 + j \frac{T_2}{\alpha_2} y_0 \right) \left(1 + j \frac{T_3}{\alpha_3} z_0 \right)}, \quad (8)$$

где T_1, T_2, T_3 — постоянные времени фильтра по каждому измерению (по элементам, строкам и кадрам);

г) будем считать, что приемник (совместно с кинескопом) имеет передаточную функцию, равную единице, т. е.

$$W_{np}(p) = 1. \quad (9)$$

Небольшие искажения, вносимые кинескопом и приемником, можно учесть соответствующим уточнением постоянных времени дополнительного фильтра T_r .

С учетом сделанных замечаний к формулам (6—9) передаточную функцию реальной телевизионной системы можно представить в следующем виде:

$$W_p(j\omega) = \frac{\exp \left[\frac{\mu_1^2}{\alpha_1^2} x_0^2 - \frac{\mu_2^2}{\alpha_2^2} y_0^2 \right] \left(1 + \frac{p_1^2}{\alpha_1^2} x_0^2 \right) \left(1 + \frac{p_2^2}{\alpha_2^2} y_0^2 \right)}{\left(1 + j \frac{T_1}{\alpha_1} x_0 \right) \left(1 + j \frac{T_2}{\alpha_2} y_0 \right) \left(1 + j \frac{T_3}{\alpha_3} z_0 \right)}. \quad (10)$$

5. Подставив выражения (2, 3, 5, 10) в (1), получим следующее выражение для среднеквадратичной динамической ошибки:

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_d^2 = \bar{U}_c^2 \left\{ 1 + \prod_{i=1}^3 \frac{1}{(\tau_i^2 - T_i^2)(T_i^2 - \alpha_i^2)(\alpha_i - T_i)} \right\} \tau_i^3 (\alpha_i^2 - \\ - T_i^2) \left(1 - \frac{\rho_i^2}{\tau_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{\tau_i} \right)^2 \left\{ \left(1 - \frac{\rho_i^2}{\tau_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{\tau_i} \right)^2 \left[1 - \Phi \left(\frac{2\mu_i}{\tau_i} \right) \right] - \right. \\ \left. - 2 \left[1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\mu_i}{\tau_i} \right) \right] \right\} + \alpha_i^3 (T_i^2 - \tau_i^2) \left(1 - \frac{\rho_i^2}{\alpha_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{\alpha_i} \right)^2 \left\{ \left(1 - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\rho_i^2}{\alpha_i^2} \right) \left[1 - \Phi \left(\frac{2\mu_i}{\alpha_i} \right) \right] \exp \left(\frac{\mu_i}{\alpha_i} \right)^2 - 2 \left[1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\mu_i}{\alpha_i} \right) \right] + T_i^3 (\tau_i^2 - \right. \\ \left. - \alpha_i^2) \left(1 - \frac{\rho_i^2}{T_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{T_i} \right)^2 \left\{ \left(1 - \frac{\rho_i^2}{T_i^2} \right) \left[1 - \Phi \left(\frac{2\mu_i}{T_i} \right) \right] \exp \left(\frac{\mu_i}{T_i} \right)^2 - \right. \\ \left. \left. - 2 \left[1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\mu_i}{T_i} \right) \right] \right\} \right\}, \quad (11) \end{aligned}$$

где $\Phi(t) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ — интеграл вероятности;

$\rho_3 = 0$, $\mu_3 = 0$ — средний квадрат напряжения сигнала с учетом восприятия его глазом наблюдателя, т. е.

$$\bar{U}_c^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_m(\omega) W_{rn}^2(\omega) d\omega \cong \frac{\alpha_0^2}{16(\alpha_1 + r_1)(\alpha_2 + r_2)(\alpha_3 + r_3)f_2f_3}. \quad (12)$$

Выражения (11–12) вычислены в предположении, что в пределах периода изменения величины $z_0 - y_0$ и x_0 почти постоянны, а x_0 также почти постоянная еще и в пределах периода изменения y_0 , что обычно выполняется. При этом использовались формулы 3.321.2, 4.461.1, 3.466.1 [7].

Без учета глаза, т. е. при $\tau_i = 0$, можно получить

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_d^2 = \bar{U}_c^2 \left\{ 1 + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \prod_{i=1}^3 \frac{\rho_i^4}{\mu_i \alpha_i T_i^2} + \frac{\alpha_i}{\alpha_i^2 - T_i^2} \right\} \alpha_i \left(1 - \frac{\rho_i^2}{\alpha_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{\alpha_i} \right)^2 \times \\ \times \left\{ \left[1 - \Phi \left(\frac{2\mu_i}{\alpha_i} \right) \right] \left(1 - \frac{\rho_i^2}{\alpha_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{\alpha_i} \right)^2 - 2 \left[1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\mu_i}{\alpha_i} \right) \right] \right\} - \\ - T_i \left(1 - \frac{\rho_i^2}{T_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{T_i} \right)^2 \left\{ \left[1 - \Phi \left(\frac{2\mu_i}{T_i} \right) \right] \left(1 - \frac{\rho_i^2}{T_i^2} \right) \exp \left(\frac{\mu_i}{T_i} \right)^2 - \right. \\ \left. - 2 \left[1 - \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\mu_i}{T_i} \right) \right] \right\}. \quad (13) \end{aligned}$$

На рис. 2 показана зависимость динамической ошибки от степени апертурной корреляции.

Вычисление случайной ошибки. Средний квадрат случайной ошибки при учете усреднения помех глазом наблюдателя можно вычислить по формуле

$$\bar{\epsilon}_w^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_{rp}} S_n(\omega) W_{rn}^2(\omega) d\omega, \quad (14)$$

где $S_n(\omega)$ — результирующая спектральная плотность шума на выходе системы. При n -источниках шумов [8]

$$S_n(\omega) = \sum_{i=1}^n S_i(\omega) \prod_{j=1}^n k_j^2(\omega), \quad (15)$$

где $S_i(\omega)$ — спектральная плотность одного из источников шума;

$k_j^2(\omega)$ — частотная характеристика звена системы, перед которым включается i -тый источник шума.

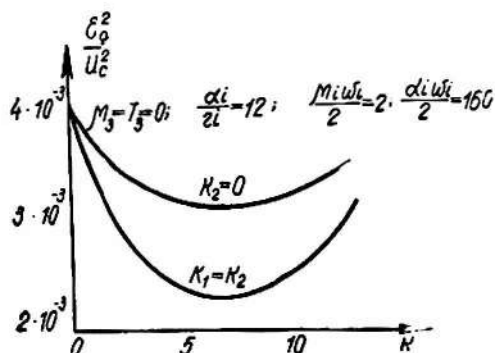


Рис. 2. Зависимость динамической ошибки от степени апертурной коррекции

При двух источниках шумов (рис. 1)

$$S_n(\omega) = [S_{n2}(\omega) + S_{n1}(\omega) W_k^2(\omega)] \times W_{np}^2(\omega) W_{\phi}^2(\omega), \quad (16)$$

где $S_{n2}(\omega)$ — спектр внешних шумов;

$S_{n1}(\omega)$ — спектр внутренних шумов. Будем полагать, что $W_{np}(\omega) = 1$.

1. Спектр внутренних шумов сильно меняется в зависимости от типа камеры:

а) при использовании сло-

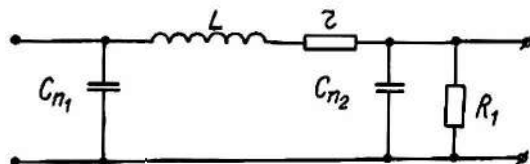


Рис. 3. Входная цепь при сложной противозумовой коррекции

жной противозумовой корреляции спектр внутренних шумов определяется по формуле [9]

$$S_{n1}(\omega) = \frac{2k_0 T_0 A_0^2}{\pi R_1} \left[1 - 2z_1 l_1 y_1^2 + \frac{R_{m1}}{R_1} (1 - 2z_1 l_2 y_1^2 + z_1^2 y_1^4) + y_1^2 d_1^2 R_1 (1 - 2z_1 b l_3 y_1^2 + z_1^2 b^2 y_1^4) \right], \quad (17)$$

где

k_0 — постоянная Больцмана;

T_0 — абсолютная температура шумящего сопротивления;

$R_1 R_{m1}$ — шумовое сопротивление первой лампы

$$z_1 = \left(\frac{\omega_{rp}}{\omega_0} \right)^2; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC_{n1}}; \quad y_1 = \frac{\omega}{\omega_{rp}}; \quad d_1^2 = \omega_{rp}^2 R_{m1} C_n^2;$$

$$C_n = C_{n1} + C_{n2}; \quad b = \frac{C_{n1}}{C_n}; \quad bz_1 = \left(\frac{\omega_{rp}}{\omega_{pez}} \right)^2; \quad \omega_{pez}^2 = \frac{C_{n1} + C_{n2}}{LC_n C_{n2}};$$

$$l_1 = 1 - \frac{1 + \frac{R_1}{r}}{2Q^2}; \quad l_2 = 1 - \frac{1 + \frac{R_1}{r}}{Q^2}; \quad l_3 = 1 - \frac{1}{2Q^2};$$

Q — добротность катушки индуктивности;

Δ , A_0^2 — коэффициент пропорциональности; остальные обозначения ясны из рис. 3;

б) при применении простой противошумовой коррекции спектр внутренних шумов определяется выражением (17) при $z_1 = 0$;

в) для камер на супорортиконе $S_{n1}(\omega) = C_1^2$.

2. Будем считать, что внешняя помеха имеет равномерный спектр в пределах полосы пропускания, т. е.

$$C_{n2}(\omega) = C_2^2. \quad (18)$$

3. Подставляя выражения (16, 17, 18) в (14), получим при применении сложной (или простой при $z_1 = 0$) противошумовой коррекции

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_w^2 = & \bar{U}_c^2 \frac{8C_2^2}{\pi^2 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{z_i + \tau_i}{T_i + \tau_i} \frac{a_i \operatorname{arctg} a_i - b_i \operatorname{arctg} b_i}{a_i - b_i} + \\ & + \bar{U}_c^2 \frac{16A_0^2 k_0 T_0}{\pi^4 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{z_i + \tau_i}{(T_i + \tau_i)(a_i - b_i)} \left\{ \left(\frac{1}{R_i} + \frac{R_{w1}}{R_i^2} \right) \left[a_i \operatorname{arctg} a_i - \right. \right. \\ & - b_i \operatorname{arctg} b_i + 2(k_i - z_i) \left(\frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} - \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i} \right) + (z_i^2 - 4k_i z_i + k_i^2) \times \\ & \times \left(\frac{1}{b_i^2} - \frac{1}{a_i^2} + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^3} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) + 2k_i z_i (z_i - k_i) \left(\frac{1}{3b_i^2} - \frac{1}{3a_i^2} + \frac{1}{a_i^4} - \right. \\ & - \frac{1}{b_i^4} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^5} + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^5} \left. \right) + k_i^2 z_i^2 \left(\frac{1}{5b_i^2} - \frac{1}{5a_i^2} + \frac{1}{3a_i^4} - \frac{1}{3b_i^4} - \right. \\ & - \frac{1}{b_i^6} + \frac{1}{a_i^6} + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^7} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^7} \left. \right) \left. \right\} + \frac{\sqrt{z_i \omega_i} C_{n1}}{Q} \left(1 + \right. \\ & + \frac{2R_{wi}}{R_i} \left. \right) \left[\frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} - \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i} + 2k_i \left(\frac{1}{b_i^2} - \frac{1}{a_i^2} + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^3} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) + \right. \\ & + k_i^2 \left(\frac{1}{3b_i^2} - \frac{1}{3a_i^2} + \frac{1}{a_i^4} - \frac{1}{b_i^4} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^5} - \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^5} \right) \left. \right] + d_i^2 \left[\frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} - \right. \\ & - \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i} + 2(k_i - z_i b l_3) \left(\frac{1}{b_i^2} - \frac{1}{a_i^2} + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^3} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) + \\ & + (b^2 z_i^2 - 4k_i b z_i l_3 + k_i^2) \left(\frac{1}{5b_i^2} - \frac{1}{5a_i^2} + \frac{1}{3a_i^4} - \frac{1}{3b_i^4} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^5} - \right. \\ & - \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^5} \left. \right) + 2k_i b z_i (z_i b l_3 - k_i) \left(\frac{1}{5b_i^2} - \frac{1}{5a_i^2} + \frac{1}{3a_i^4} - \frac{1}{b_i^4} + \frac{1}{b_i^5} - \frac{1}{a_i^6} + \right. \\ & + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^7} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^7} \left. \right) + k_i^2 z_i^2 b^2 \left(\frac{1}{7b_i^2} - \frac{1}{7a_i^2} + \frac{1}{3b_i^4} - \frac{1}{5b_i^4} + \frac{1}{3b_i^6} - \right. \\ & - \frac{1}{3a_i^6} + \frac{1}{a_i^8} - \frac{1}{b_i^8} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^9} - \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^9} \left. \right) \left. \right\}, \quad (19) \end{aligned}$$

где

$$a_i = \frac{\tau_i \omega_i}{2}; \quad b_i = \frac{T_i \omega_i}{2}; \quad z_2 = z_3 = 0; \quad d_2 = d_3 = 0; \quad R_{w2} = R_{w3} = 0;$$

а) если применена камера на суперорбитконе, то

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{\text{ш}}^2 = & \frac{8\bar{U}_c^2 C_2^2}{\pi^3 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{\alpha_i + \tau_i}{T_i + \tau_i} \frac{a_i \operatorname{arctg} a_i}{a_i} - \frac{b_i \operatorname{arctg} b_i}{b_i} + \\ & + \frac{8\bar{U}_c^2 C_1^2}{\pi^3 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{\alpha_i + \tau_i}{(T_i + \tau_i)(a_i - b_i)} \left[a_i \operatorname{arctg} a_i - b_i \operatorname{arctg} b_i + \right. \\ & \left. + 2k_i \left(\frac{\operatorname{arctg} b_i \operatorname{arctg} a_i}{b_i a_i} \right) + k_i^2 \left(\frac{1}{b^3} - \frac{1}{a^3} + \frac{\operatorname{arctg} a_i}{a_i^3} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) \right]; \quad (20) \end{aligned}$$

б) без учета усреднения помех глазом наблюдателя (когда $\tau_i = 0$) при применении сложной (простой при $z_i = 0$) противозумовой коррекции средний квадрат случайной ошибки определяется так:

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{\text{ш}}^2 = & \bar{U}_c \frac{8C_2^2}{\pi^3 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{\alpha_i}{T_i} \operatorname{arctg} b_i + \bar{U}_c^2 \frac{16k_0 T_0 A_0^2}{\pi^4 z_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{\alpha_i}{T_i b_i} \left\{ \left(\frac{1}{R_i} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{R_{\text{ш}i}}{R_i^2} \right) \left[b_i \operatorname{arctg} b_i + 2(k_i - z_i) \left(1 - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} \right) + (z_i^2 - 4k_i z_i + \right. \right. \\ & \left. \left. + k_i^2) \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{b_i^2} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) + 2k_i z_i (z_i - k_i) \left(\frac{1}{5} - \frac{1}{3b_i^2} + \frac{1}{b_i^4} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^5} \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. + k_i^2 z_i^2 \left(\frac{1}{7} - \frac{1}{5b_i^2} + \frac{1}{3b_i^4} - \frac{1}{b_i^6} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^7} \right) \right] + \frac{\sqrt{z_i^{\omega_{\text{гп}}} C_{\text{н}1}}}{Q} \left(1 + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{2R_{\text{ш}i}}{R_i} \right) \left[1 - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} + 2k_i \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{b_i^2} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) + k_i^2 \left(\frac{1}{5} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{1}{3b_i^2} + \frac{1}{b_i^4} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^5} \right) \right] + d_i^2 \left[1 - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} + 2(k_i - z_i b) \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{b_i^2} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) + (b^2 z_i^2 - 4k_i b z_i b - k_i^2) \left(\frac{1}{5} - \frac{1}{3b_i^2} + \frac{1}{b_i^4} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^5} \right) + \right. \\ & \left. + 2k_i b z_i (z_i b - k_i) \left(\frac{1}{7} - \frac{1}{5b_i^2} + \frac{1}{b_i^4} - \frac{1}{b_i^6} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^7} \right) + \right. \\ & \left. + k_i^2 z_i^2 b^2 \left(\frac{1}{9} - \frac{1}{7b_i^2} + \frac{1}{5b_i^4} - \frac{1}{3b_i^6} + \frac{1}{b_i^8} - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^9} \right) \right] \}. \quad (21) \end{aligned}$$

2. При применении камер на суперорбитконе и

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{\text{ш}}^2 = & \bar{U}_c \frac{8C_2^2}{\pi^3 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \frac{\alpha_i}{T_i} \operatorname{arctg} b_i + \bar{U}_c^2 \frac{8C_1^2}{\pi^3 a_0^2} \prod_{i=1}^3 \times \\ & \times \frac{\alpha_i}{T_i b_i} \left[b_i \operatorname{arctg} b_i + 2k_i \left(1 - \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i} \right) + k_i^2 \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{b_i^2} + \frac{\operatorname{arctg} b_i}{b_i^3} \right) \right]. \quad (22) \end{aligned}$$

На рис. 4 показана зависимость случайной ошибки от степени апертурной коррекции, рассчитанная по формулам (19—22).

Оптимальная линейная обработка телевизионного сигнала в заданной телевизионной системе это включение таких цепей, которые позволяют получить компромиссное соотношение между случайной и динамической ошибками с точки зрения принятого критерия качества.

Качество изображения можно в какой-то степени характеризовать среднеквадратичной ошибкой $\bar{\varepsilon}^2$, равной сумме динамической и случайной ошибок с некоторым весом (с учетом свойств зрения наблюдателя), т. е.

$$\bar{\varepsilon}^2 = k_d^2 \varepsilon_d^2 + k_w^2 \varepsilon_w^2, \tag{23}$$

где k_d^2 — вес динамической ошибки, зависящий от формы переходной характеристики системы;

k_w^2 — вес случайной ошибки, зависящий от степени «неприятности» шумов на экране кинескопа и других факторов.

Для простоты будем полагать, что эти субъективные коэффициенты равны единице, т. е. $k_d^2 = k_w^2 = 1$.

Как известно [1—4], минимум суммарной ошибки $\bar{\varepsilon}^2$ без выполнения условия физической осуществимости наблюдается при использовании фильтра с частотной характеристикой

$$W_\phi(\omega) = \frac{S_m \omega}{S_m(\omega) \div S_n(\omega)} = \frac{S_m(\omega) W_{гн}^2(\omega)}{S_m(\omega) W_{гн}^2(\omega) \div S_n(\omega) W_{гн}^2(\omega)}. \tag{24}$$

Из выражения (24) следует, что частотная характеристика оптимального фильтра не зависит от того, учитывается ли обобщенная весовая функция помех. Причем это выражение справедливо при отсутствии апертурных искажений в случае равномерной частотной характеристики всех каскадов до точки приложения последнего (к приемнику) источника шума.

В случае двух источников шумов (рис. 1) частотную характеристику оптимального фильтра можно определить так. Допустим, что апертурные искажения полностью скорректированы. Тогда точку приложения сигнала на рис. 1 можно перенести в точку воздействия внешних шумов. Внутренние шумы при воображаемой апертурной коррекции изменяют свой спектр. С учетом этого изменения их также можно перенести в точку воздействия внешних шумов. Тогда

$$W_\phi(\omega) = \frac{S_m(\omega)}{[S_m(\omega) + S_{n2}(\omega) + S_{n1}(\omega) W_{нк}^{-2}(\omega)] W_{нк}^2(\omega)}. \tag{25}$$

При малых апертурных искажениях и $S_n(\omega) = C^2$ по формуле (24) находим

$$W_\phi(\omega) = \left[\left(1 + \frac{x_0^2}{\frac{a_0^2}{C^2} \div 1} \right) \left(1 + \frac{y_0^2}{\frac{a_0^2}{C^2(1+x_0^2) \div 1}} \right) \left(1 - \frac{z_0^2}{\frac{a_0^2}{C^2(1+x_0^2)(1 \div y_0^2)}} + 1 \right) \right]. \tag{26}$$

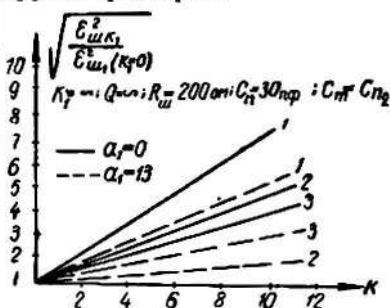


Рис. 4. Зависимость случайной ошибки от степени апертурной коррекции (в одном направлении)

В самом первом приближении квазиоптимальным фильтром в этом случае можно считать фильтр с передаточной функцией (8). Постоянные времени T_i фильтра (8) можно оценить усреднением соответствующих постоянных времени в формуле (26). При этом T_i выбираются из соотношений

$$T_1 \leq \frac{\alpha_1}{\sqrt{\frac{a_0^2}{c^2} + 1}}; \quad T_1 < T_2 \leq \frac{\alpha_2}{x_b} \left(\sqrt{\frac{a_0^2}{c^2} + x_b^2} - \sqrt{\frac{a_0^2}{c^2}} \right);$$

$$T_1 \leq T_3 \leq \frac{\alpha_3}{x_b y_b} \left[\sqrt{\frac{a_0^2}{c^2} + y_b^2 x_b^2} - \sqrt{\frac{a_0^2}{c^2}} \left(1 - \ln \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{c^2}{a_0^2} x_b^2 y_b^2}} \right) \right], \quad (27)$$

где

$$x_b = \frac{\alpha_1 \omega_1}{2}; \quad y_b = \frac{\alpha_2 \omega_2}{2}.$$

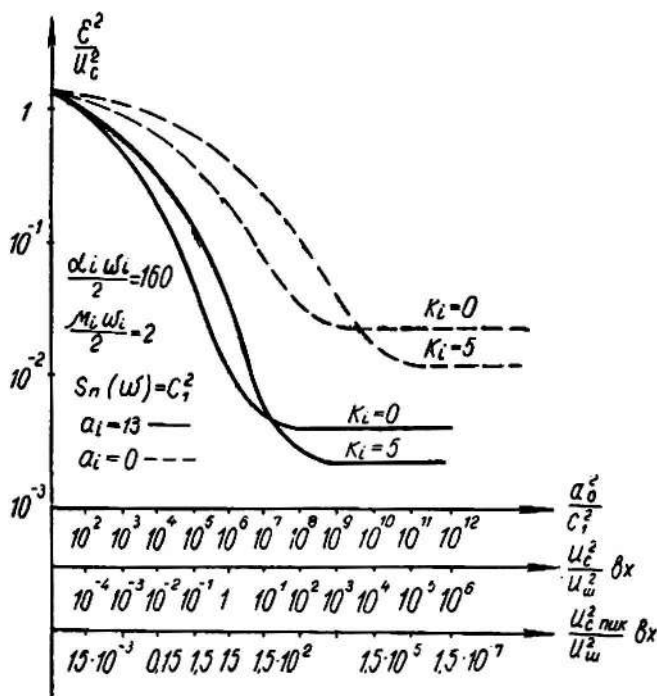


Рис. 5. Зависимость относительной среднеквадратичной ошибки от отношения сигнала к шуму

На рис. 5 показана зависимость относительной среднеквадратичной ошибки $\frac{\bar{\epsilon}^2}{U_c^2}$ от отношения сигнала к шуму (без усреднения помех глазом наблюдателя) на входе системы.

Выигрыш в уменьшении среднеквадратичной ошибки $\bar{\epsilon}^2$ при дополнительной обработке сигнала по сравнению с ошибкой $\bar{\epsilon}_0^2$ в обычной системе (при $T_i = 0$; $k_i = 0$) приведен на рис. 6.

На рис. 7 показано влияние коррекции на среднеквадратичную ошибку в обычной телевизионной системе в зависимости от входного отношения сигнала к шуму.

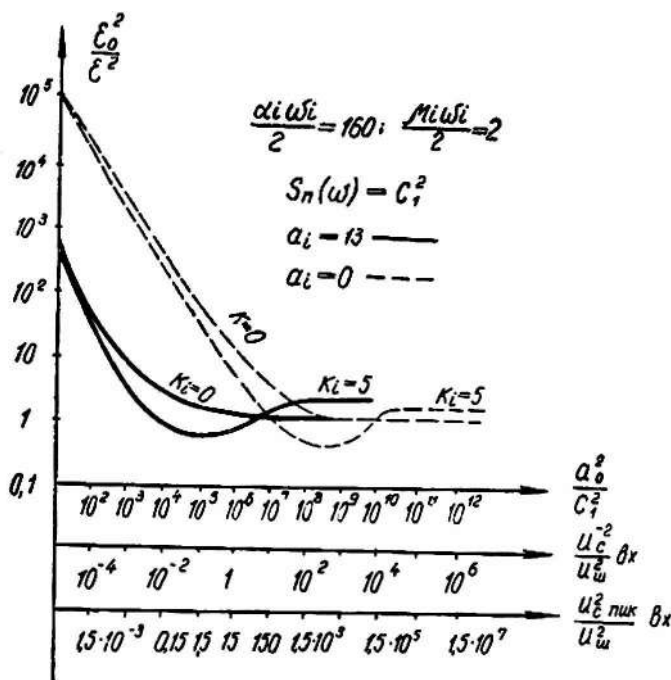


Рис. 6. Выигрыш в уменьшении среднеквадратичной ошибки при дополнительной обработке сигнала и шума по сравнению с ошибкой в обычной системе при разных входных отношениях сигнала к шуму

Графики (рис. 5, 6, 7) рассчитаны по формуле (23) с учетом выражений (11, 12, 19, 20, 22, 27). При этом пикфактор полезного сигнала был найден по следующей формуле:

$$\frac{\bar{U}_{с. пнк}^2}{\bar{U}_c^2} = \left[\int_0^1 U^2 W(U) dU \right]^{-1} = \left[\int_0^1 U^2 \frac{0,132 du}{U + 5 \cdot 10^{-4}} \right]^{-1} \approx 1,5,$$

где $W(U)$ — закон распределения видеосигнала по уровням, значение которого заимствовано из [9].

1. Из приведенного анализа следует:

а) увеличивать инерционность визуальной телевизионной системы (например, включением дополнительных гребенчатых фильтров [10] на всех частотах разверток) целесообразно только при исходном отношении сигнала к шуму по мощности $\left(\frac{\bar{U}_{с. пнк}^2}{\bar{U}_w^2} \right)$, меньшем нескольких единиц

(рис. 5, 6). При этом исходное изображение находится на грани различимости или полностью замаскировано шумами. После обработки уверенно различаются крупные детали изображения;

б) апертурную коррекцию полезно включать только при отношении сигнала к шуму по мощности на входе корректора, большем нескольких десятков единиц (рис. 5, 6, 7). При этом заметно возрастает контраст мелких деталей изображения;

в) при отношении мощности сигнала к мощности шума $\left(\frac{\bar{U}_{с. пнк}^2}{\bar{U}_{ш}^2}\right)$, равном от нескольких единиц до нескольких десятков единиц, дополнительная линейная обработка сигнала и шума в визуальных телевизионных системах не дает существенного выигрыша в качестве изображения (рис. 5, 6, 7).

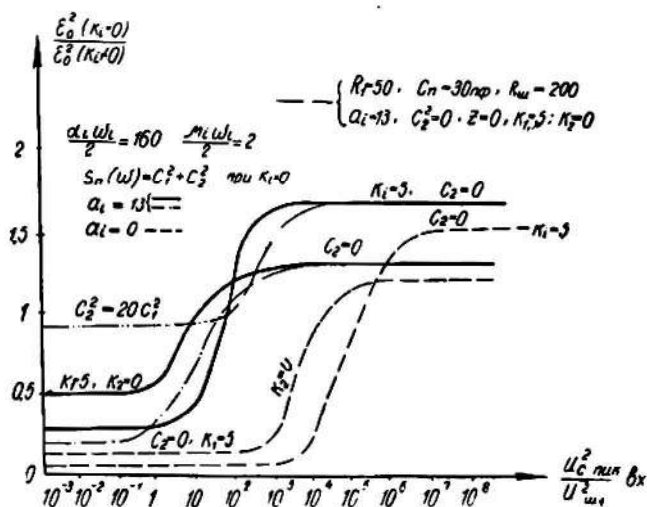


Рис. 7. Влияние апертурной коррекции на среднеквадратичную ошибку в зависимости от входного отношения сигнала к шуму

2. Здесь рассматривались визуальные телевизионные системы, назначение которых — воспроизведение изображений, близких к оригиналу. Однако в некоторых прикладных визуальных телевизионных системах, где не требуется полного соответствия изображения и оригинала, возможна и другая постановка задачи, например, получение наибольшей скорости опознавания образов оператором. В этом случае в идеализированной системе (рис. 1) можно выбрать более совершенное регистрирующее устройство, чем глаз наблюдателя, не вносящее частотных и фазовых искажений. Тогда в реальной системе может оказаться целесообразным при большом отношении сигнала к шуму корректировать и модель глаза, т. е. подчеркивать мелкие детали изображения, которые ослабляются глазом [11].

3. Эксперименты подтверждают основные положения данной работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. С. Пугачев. Теория случайных функций и ее приложение к задачам автоматического управления. Физматгиз, 1963.
2. Л. А. Вайнштейн, В. Д. Зубаков. Выделение сигналов на фоне случайных помех. Изд-во «Советское радио», 1960.
3. Д. Х. Ленинг и Р. Г. Беттин. Случайные процессы в задачах автоматического управления. Изд-во иностр. лит-ры, 1958.
4. Л. С. Гуткин. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. Госэнергонздат, 1961.
5. Н. К. Миленин, С. А. Суслонов. Об обобщенном объективном критерии оценки качества телевизионных систем и изображений, воспроизводимых телевизионной системой. «Техника кино и телевидения», 1964, № 2.

6. Н. Г. Дерюгин. Спектр мощности и функция корреляции телевизионного сигнала. «Электросвязь», 1957, № 7.
7. И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Физматгиз, 1962.
8. Л. И. Хромов, В. И. Ресин. Приложение теории информации к проектированию телевизионных систем. «Техника кино и телевидения», 1964, № 3.
9. Н. Н. Красильников. Помехоустойчивость телевизионных устройств. Гостехиздат, 1961.
10. Stateman and Ritterman M. B. Theoretical Improvement in Signal-to-Noise Ratio of Television Signals by Equivalent Comb Filter Technique, Conv. Record IRE, 1954, Part. 4, p. 13—17.
11. Н. И. Берлин, И. И. Цуккерман и др. Предысказания телевизионных изображений. «Техника кино и телевидения», 1962, № 9.