

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования

**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»  
(ТУСУР)**

Кафедра телевидения и управления  
(ТУ)

**УТВЕРЖДАЮ**

Заведующий кафедрой ТУ, профессор

\_\_\_\_\_ И.Н. Пустынский

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2012 г.

**ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ**

Учебное пособие

**РАЗРАБОТАЛ**

\_\_\_\_\_ И.Н. Пустынский

\_\_\_\_\_ В.Н. Масленников

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2012 г.

Пустынский И.Н., Масленников В.Н. Видеоусилители на полевых транзисторах: Учебное пособие. – Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2012. – 64 с.

Излагаются основы теории и расчета видеоусилителей на полевых транзисторах. Рассматриваются вопросы частотных и импульсных искажений, схемы коррекций и шумовые свойства видеоусилителей.

Для студентов групп проектного обучения по направлению "Радиотехника" и специальности "Сервис" (специализация "Сервис электронных систем безопасности"), занимающихся изучением и проектированием видеоусилителей, а также обслуживанием телевизионной техники.

© Пустынский И.Н., Масленников В.Н., 2012

© Кафедра Телевидения и управления, ТУСУР, 2012

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Предисловие</b> .....	4
<b>1. Особенности видеоусилителей на полевых транзисторах</b> .....	5
1.1. Эквивалентная схема полевого транзистора .....	5
1.2. Коррекция частотных искажений.....	6
1.2.1. Истоковая схема коррекции высокочастотных искажений.....	7
1.2.2. Простая индуктивная стоковая коррекция высокочастотных искажений.....	17
1.2.3. Коррекция низкочастотных искажений фильтром в цепи питания .....	23
1.3. Шумы усилителей на полевых транзисторах .....	30
<b>2. Видеоусилители телевизионных камер</b> .....	35
2.1. Видеоусилитель для трубок с накоплением (типа видикон) .....	36
2.2. Видеоусилитель для ПЗС-матрицы .....	39
2.3. Видеоусилитель для фотодиодной матрицы .....	42
2.4. Видеоусилитель для диссектора (оценка шумов) .....	45
<b>Приложение 1.</b> К расчету усилительных каскадов в области высших частот.....	49
<b>Приложение 2.</b> Параметры и характеристики некоторых отечественных транзисторов.....	53
<b>Приложение 3.</b> Видеоусилитель для телевизионного датчика на кадмиконе .....	56
<b>Приложение 4.</b> Малошумящий видеоусилитель для суперкремникона.....	58
<b>Приложение 5.</b> Видеоусилитель со сложной противошумовой коррекцией.....	60
<b>Список литературы</b> .....	62
<b>Основные обозначения</b> .....	64

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Транзисторные видеоусилители, обеспечивающие воспроизведение частот от нескольких герц до десятков мегагерц, широко применяются в телевидении, радиолокации, осциллографии, автоматике, вычислительной технике и т.д.

Предлагаемая работа является дополнением к книге "И.Н. Пустынский. Транзисторные видеоусилители" [1] и содержит методику расчета видеоусилителей на полевых транзисторах, а также некоторые сведения о конкретных разработках видеоусилителей телевизионных камер.

Авторы стремились довести расчеты до вида, пригодного для непосредственного использования студентами, обучающимися по специальности "Сервис" (специализация "Сервис электронных систем безопасности") и направлению "Радиотехника", в том числе групп проектного обучения, а также инженерами и научными сотрудниками, занимающимися созданием видеоусилителей для телевизионных, радиолокационных, телекоммуникационных и др. систем.

Искреннюю признательность авторы выражают профессору Ицковичу В.М., сделавшему ряд полезных замечаний при рецензировании рукописи.

Авторы будут благодарны всем лицам, которые пришлют свои пожелания и замечания о работе по адресу: Томск-50, пр. Ленина, 40, ТУСУР, кафедра ТУ.

## 1. ОСОБЕННОСТИ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕЙ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

По сравнению с биполярными полевые транзисторы имеют меньшую крутизну усиления. Однако, такие отличительные особенности как большое входное сопротивление, малые шумы, большая по сравнению с биполярными транзисторами температурная и радиационная стойкость и другое делают полевые транзисторы иногда незаменимыми и довольно широко используются при создании видеоусилителей. В связи с этим возникла необходимость рассмотреть особенности расчета каскадов видеоусилителей на полевых транзисторах, без которых не удастся разработать устойчиво функционирующие передающие телевизионные камеры в условиях повышенной радиации и температуры.

Именно проектированием таких камер занимаются некоторые группы проектного обучения.

### 1.1. Эквивалентная схема полевого транзистора

Полевой транзистор - это прибор, в котором проводимостью между стоком и истоком можно управлять электрическим полем в канале, создаваемым напряжением, приложенным к затвору относительно канала (истока). Создано большое разнообразие полевых транзисторов в зависимости от того, как выполнен управляющий электрод (затвор). Во-первых, они делятся на транзисторы с *p-n*-переходом между затвором и каналом (иногда уточняют: с управляющим *p-n*-переходом) и на МДП-транзисторы, у которых затвор изолирован от канала слоем диэлектрика. В свою очередь, МДП-транзисторы бывают, с одной стороны, с *p*- или *n*-каналом, а, с другой стороны, их канал бывает "встроенным" или индуцированным. Транзисторы с *p-n*-переходом в усилителях обычно работают при обратном смещенном переходе (в режиме обеднения носителей в зоне канала). Их особенностью также является то, что они имеют меньший уровень фликкер-шума по сравнению с МДП-транзисторами.

На рис. 1.1 показаны графическое изображение и вид передаточных характеристик, упомянутых разновидностей полевых транзисторов, соответственно, с *n*- и *p*-каналами: *а*) – транзистора с *p-n*-переходом, *б*) – МДП-транзистор с "встроенным" каналом, *в*) – то же с индуцированным каналом.

Динамическая эквивалентная электрическая схема полевого транзистора, необходимая для расчета усилительных свойств каскада, несмотря на обилие их в

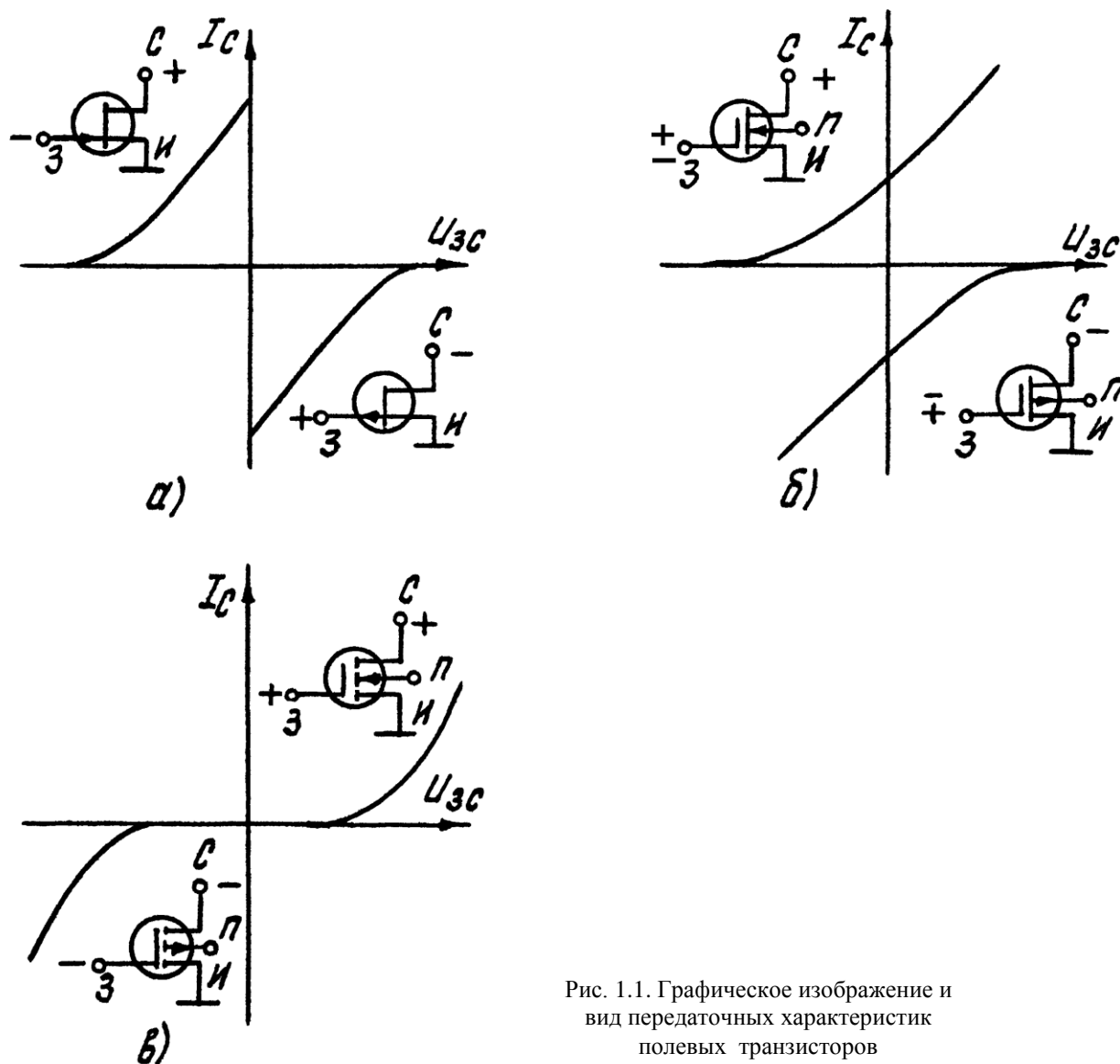


Рис. 1.1. Графическое изображение и вид передаточных характеристик полевых транзисторов

литературе [2–4], для всех упоминавшихся полевых транзисторов может быть приведена [5] к виду, представленному на рис. 1.2, где  $C_{зи}$  – емкость затвор-исток;  $C_{зс}$  – емкость затвор-сток;  $S$  – крутизна передаточной характеристики;  $R_i$  – внутреннее сопротивление сток-исток, влиянием которого в области насыщения тока стока обычно пренебрегают по сравнению с сопротивлением нагрузки каскада. Такой схемой пользуются в диапазоне частот до  $(0,1 \dots 0,5) f_{max}$ , где  $f_{max} = S / 2\pi C_{зс}$ . На более высоких частотах приходится учитывать паразитные индуктивности выводов (в первую очередь, истока), комплексный характер входной проводимости и другое.

## 1.2. Коррекция частотных искажений

Эквивалентная схема полевого транзистора в основном совпадает с эквивалентной схемой электронной лампы. В схемах усилителей на полевых транзисторах имеют силу те же способы коррекции частотных искажений, которые применимы в ламповых схемах и широко освещены в литературе [6, 7, 8-10].

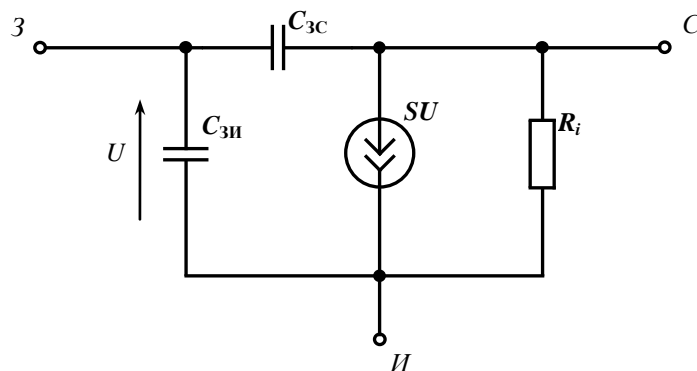


Рис. 1.2. Эквивалентная схема полевого транзистора

Из всего многообразия схем коррекции стоит рассмотреть наиболее распространенные: истоковую схему высокочастотной коррекции, простую индуктивную стоковую схему коррекции и низкочастотную схему коррекции с помощью фильтра в цепи питания.

### 1.2.1. Истоковая схема коррекции высокочастотных искажений

Истоковая схема коррекции высокочастотных искажений [7, 9, 10] осуществляется включением в цепь истока параллельной  $RC$ -цепочки с такими параметрами, чтобы возникающая частотно-зависимая обратная связь расширила полосу пропускания. Схема каскада с такой коррекцией (а) и его эквивалент (б) показаны на рис. 1.3, где  $Y_0 = 1/R_0 + j\omega C$  – проводимость корректирующей цепочки;  $Y_H = 1/R_H + j\omega C_H$  – полная проводимость нагрузки, включающая монтажную емкость следующего каскада и учитывающая шунтирующее сопротивление смещения входной цепи следующего каскада;  $Z_{вх.2}$  – полное входное сопротивление следующего каскада.

Для рассматриваемой цепи непосредственно по рис. 1.3 можно [11] легко составить  $Y$ -матрицу каскада усилителя (матрицу проводимостей), которой определяются все его свойства. Неопределенная (если считать потенциал узла "0" свободным) матрица имеет вид таблицы 1.1.

Матрицу можно было бы и не составлять, а найти коэффициенты передачи другим способом, например, непосредственно по закону Ома, методом узловых потенциалов и др. Однако, с помощью матрицы коэффициент передачи находится непосредственно:

$$K_U = \frac{Y_{3C.00}}{Y_{33.00}},$$

где  $Y_{3C.00}$  и  $Y_{33.00}$  – алгебраические дополнения второго порядка, полученные путем вычеркивания, в первом случае, строк "з" и "о" и столбцов "с" и "о", а во втором, и строк, и столбцов – "з" и "о". Здесь учтены алгебраические знаки дополнений (подробности в [11, с. 38-41]).

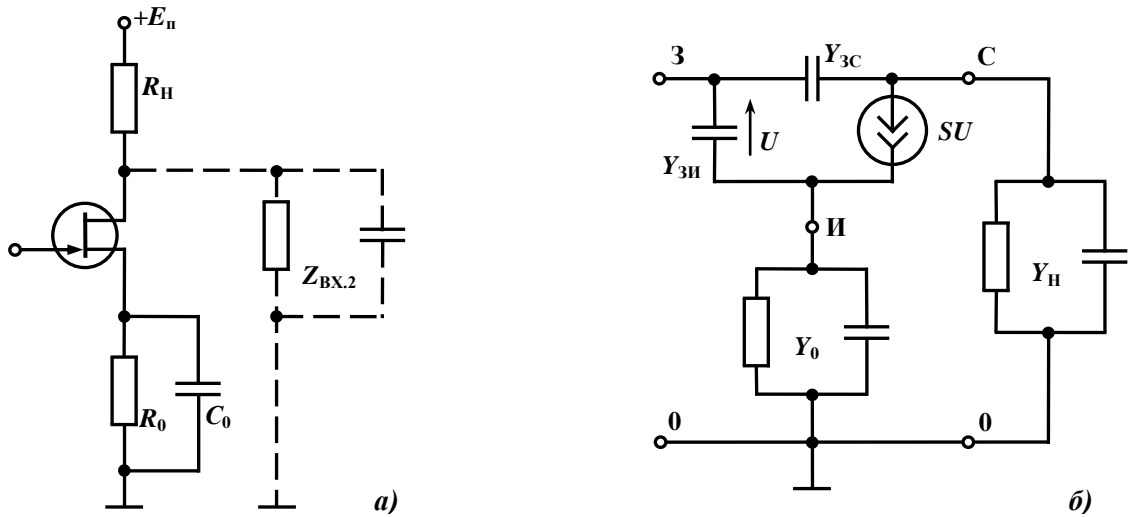


Рис. 1.3. Схема каскада с истоковой коррекцией и его эквивалентная схема

Таблица 1.1

		U			
		3	И	С	0
I	3	$Y_{3И} + Y_{3C}$	$-Y_{3И}$	$-Y_{3C}$	0
	И	$-Y_{3И} - S$	$Y_{3И} + Y_0 + S$	0	$-Y_0$
	С	$-Y_{3C} + S$	$-S$	$Y_{3C} + Y_H$	$-Y_H$
	0	0	$-Y_0$	$-Y_H$	$Y_0 + Y_H$

Раскрывая дополнения и подставляя значения проводимостей, можно прийти к выражению

$$K_U = \frac{-SY_0 + Y_{3C}(Y_{3И} + Y_0 + S)}{(Y_{3C} + Y_H)(Y_{3И} + Y_0 + S)}, \quad (1.1)$$

где  $Y_{3C} = j\omega C_{3C}$ ,  $Y_{3И} = j\omega C_{3И}$ .

Последнее может быть преобразовано к виду



$$K_U = -\frac{K_0}{a_0} \frac{1 + j\omega(\tau_0 - \tau_{\text{ГП}} \frac{a_0}{K_0}) - (j\omega)^2 \frac{\tau_{\text{ГП}} \cdot \tau_{0,\text{ВХ}}}{K_0}}{1 + j\omega(\tau_{\text{Н}} + \frac{\tau_{0,\text{ВХ}}}{a_0}) + (j\omega)^2 \tau_{\text{Н}} \frac{\tau_{0,\text{ВХ}}}{a_0}}, \quad (1.2)$$

где  $K_0 = S R_{\text{Н}}$  - коэффициент усиления при отсутствии обратной связи;  $a_0 = 1 + S R_0$  - коэффициент обратной связи на средних частотах;  $\tau_0 = C_0 R_0$ ;  $\tau_{\text{ГП}} = C_{\text{ЗИ}} R_{\text{Н}}$ ;  $\tau_{0,\text{ВХ}} = (C_0 + C_{\text{ЗИ}}) R_0$ ;  $\tau_{\text{Н}} = C_{\text{Н}} R_{\text{Н}}$ .

Для упрощения этого выражения обычно пренебрегают [6, 7, 8] прямым прохождением. Тогда (в нашем случае при  $\tau_{\text{ГП}} \rightarrow 0$ ) выражение (1.2) несколько упрощается:

$$K_U = K_{0,\text{ОС}} \frac{1 + j\omega\tau_0}{1 + j\omega(\tau_{\text{Н}} + \frac{\tau_{0,\text{ВХ}}}{a_0}) + (j\omega)^2 \frac{\tau_{\text{Н}} \tau_{0,\text{ВХ}}}{a_0}}, \quad (1.3)$$

где  $K_{0,\text{ОС}} = -K_0/a_0$  - коэффициент усиления каскада на средних частотах с учетом обратной связи через цепь коррекции. При этом погрешность расчетов от пренебрежения прямым прохождением не превышает 10 % в диапазоне частот до  $0,2 f_{\text{max}}$ , где  $f_{\text{max}} = S / 2\pi C_{\text{ЗИ}}$ .

Для анализа возможностей истоковой коррекции представим нормированный коэффициент усиления (коэффициент частотных искажений) в виде

$$M = \frac{K_U}{K_{0,\text{ОС}}} = \frac{1 + j\Omega m}{1 + j\Omega \left(1 + \frac{km}{a_0}\right) + (j\Omega)^2 \frac{km}{a_0}}, \quad (1.4)$$

где  $\Omega = \omega \tau_{\text{Н}}$  - относительная угловая частота;  $m = \tau_0 / \tau_{\text{Н}}$  - параметр коррекции;  $k = \tau_{0,\text{ВХ}} / \tau_0 = 1 + C_{\text{ВХ}} / C_0$  (обычно  $k \approx 1$ , т.к.  $C_{\text{ВХ}} \ll C_0$ ).

При  $k \approx 1$  выражение (1.4) сводится к [10, (8.3)].

Из (1.4) квадрат модуля частотных искажений

$$|M|^2 = \frac{1 + \Omega^2 m^2}{1 + \Omega^2 \left(1 + \frac{k^2 m^2}{a_0^2}\right) + \Omega^4 \frac{k^2 m^2}{a_0^2}}, \quad (1.5)$$

и фазовая характеристика

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{\left(1 - \frac{km}{a_0} - m\right) \left[1 - \Omega^2 \frac{km}{a_0(1-m) + km}\right]}{1 + \Omega^2 m \left[1 + \frac{k}{a_0}(m-1)\right]}, \quad (1.6)$$

Из (1.5) следует, что при  $m = 1$

$$|M|^2 = \frac{1}{1 + \frac{\Omega^2 k^2}{a_0^2}},$$

то есть при  $\tau_0 = \tau_H$  полоса пропускания прямо пропорциональна коэффициенту обратной связи  $a_0$ . Так как коэффициент усиления на средних частотах равен  $K_0/a_0$ , то, значит, при  $m = 1$  площадь усиления (произведение полосы пропускания на коэффициент усиления) не зависит от обратной связи.

В общем же случае из (1.5) приравняв коэффициенты при  $\Omega^2$  (условии Брауде) находим оптимальное значение параметра коррекции для самой широкой полосы пропускания

$$m_{\text{ч}} = a_0 / \sqrt{a_0^2 - k^2}, \quad (1.7)$$

то есть  $\tau_{0,\text{ч}} = \tau_H a_0 / \sqrt{a_0^2 - k^2}$ .

Значение корректирующей емкости

$$C_{0,\text{ч}} = a_0 / \sqrt{a_0^2 - k^2} \tau_H / R_0. \quad (1.8)$$

Из (1.5) при  $m = m_{\text{ч}}$  и  $|M|^2 = 1/2$  нетрудно найти максимальное значение верхней относительной граничной частоты на уровне 0,707

$$\Omega_{\text{в.к.}} = \frac{a_0}{k} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4k^2}{m_{\text{ч}}^2 a_0^2}}\right)}.$$

Так как без коррекции  $\Omega_{\text{в}} = 1$ , то эффективность истоковой коррекции

$$Q_{\text{ч}} = \frac{K_{0,\text{OC}} \Omega_{\text{в.к.}}}{K_0 \Omega_{\text{в}}} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + 4 \frac{k^2 (a_0^2 - k^2)}{a_0^4}}\right)} \approx 1.$$

Максимальная эффективность истоковой коррекции  $Q_{\text{ч,max}} = 1,1$ . Она имеет место при  $k \approx 1$  и  $a_0 = m_{\text{ч}} = \sqrt{2}$ . Таким образом, эффективность практически не зависит от параметра

коррекции. Для настройки каскада следует предпочесть вариант при  $m = 1$  (то есть  $\tau_0 = \tau_H$ ), при котором будет более равномерной частотная характеристика.

Итак, при истоковой коррекции полоса пропускания в лучшем случае расширяется во столько раз, во сколько раз уменьшается усиление (усиление "обменивается" на полосу). Учитывая то, что входная емкость скорректированного каскада на верхних частотах полосы пропускания примерно такая же [10], как у нескорректированного,

$$C_{\text{вх.к.}} \approx C_{\text{вх}}(1 + j\omega\tau_0) / (a_0 + j\omega\tau_0),$$

где  $C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}(1 + K_0)$ , можно сделать вывод, что с точки зрения частотных искажений применять такую коррекцию нет особого смысла, т.к. почти тот же эффект расширения полосы частот достигается простым уменьшением сопротивления  $R_H$  в  $a_0$  раз. Это же справедливо и для лампового каскада.

*Расчет элементов истоковой коррекции по заданным частотным искажениям сводится к определению  $R_0$  и  $C_0$ :*

$$R_0 = (a_0 - 1) / S, \text{ т.к. } a_0 = 1 + SR_0;$$

$$C_0 = \tau_H / R_0.$$

*Пример расчета. Рассчитать элементы истоковой коррекции при  $R_H = 5,1 \text{ кОм}$ ,  $C_H = 10 \text{ нФ}$ ,  $\Delta f = 6 \text{ МГц}$ ,  $S = 5 \text{ мА/В}$ .*

*1. Находим величины  $\tau_H = R_H C_H \approx 5 \cdot 10^{-8} \text{ с}$  и  $f = 1/2\pi\tau_H \approx 3,18 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ .*

*2. Вычисляем коэффициент обратной связи  $a_0 = f_{\text{в.к}} / f_{\text{в}}$ , т.к. при истоковой коррекции полоса "обменивается" на усиление,  $a_0 \approx 1,885$ .*

*3. Определяем  $R_0 \approx 180 \text{ Ом}$ ,  $C_0 \approx 270 \text{ нФ}$ .*

*Следует отметить, что проще эту же задачу решить, уменьшив  $R_H$  в  $a_0$  раз, то есть выбрав  $R_H \approx 2,7 \text{ кОм}$ .*

Условие для наиболее равномерной фазовой характеристики найдем, используя для (1.6) уравнение (П.8) из прилож. 1:

$$a_1^3 + 3b_1b_2 - b_1^3 = 0.$$

В рассматриваемом случае  $a_1 = m$ ,  $b_1 = 1 + km/a_0$ ,  $b_2 = km/a_0$ . При подстановке получаем полное кубическое уравнение

$$m^3 - \frac{k^3 m^3}{a_0^3} + \frac{k^2 m^2}{a_0^2} + \frac{km}{a_0} - 1 = 0, \quad (1.9)$$

решение которого в общем виде (формула Кардана) имеет громоздкое выражение. В следующей таблице приведены несколько значений оптимального параметра коррекции  $m_\phi$ , вычисленных при  $k \approx 1$ , то есть при  $C_{3и} \ll C_0$ .

$a_0$	1	1,5	3	5	10	$\infty$
$m_\phi$	0,618	0,707	0,870	0,925	0,964	1

С точностью до трех процентов эта зависимость аппроксимируется выражением:  
 $m_\phi = 1 - 0,382 \exp(-\frac{a_0 - 1}{2})$ . Таким образом, для оптимальной фазовой характеристики справедливо соотношение

$$\tau_0 = (0,618 \dots 1)\tau_H.$$

При этом расчеты показывают, что так же, как и  $Q_\phi$ ,

$$Q_\phi = \frac{\Omega_{В.К.}}{\Omega_B} \cdot \frac{1}{a_0} \approx 1.$$

Очевидно, что значение корректирующей емкости  $C_{0.ф} = m_\phi \tau / R_0$  и лежит в пределах  $(0,618 \dots 1)C_H R_H / R_0$ .

Для исследования переходного процесса в каскаде с истоковой коррекцией воспользуемся прилож. 1. Для этого выражение (1.4) приведем к виду

$$h(p_1) = \frac{1 + g_1 p_1}{1 + d_1 p_1 + p_1^2}, \quad (1.10)$$

где с учетом (П1)  $g_1 = a_1 / \sqrt{b_2}$ ;  $p_1 = p \cdot \tau_H \sqrt{b_2}$ ;  $d_1 = b_1 / \sqrt{b_2}$ ;  $p$  – оператор Карсона-Лапласа.

Т.к.  $a_1 = m$  (параметр коррекции),  $b_1 = 1 + km / a_0$ ,  $b_2 = km / a_0$ , то  $g_1 = \sqrt{m a_0 / k}$  и

$$d_1 = (1 + km / a_0) / \sqrt{km / a_0}. \quad (1.11)$$

В рассматриваемом случае переходный процесс может иметь аperiodический ( $d_1 > 2$ ) или критический ( $d_1 = 2$ ) характер. Колебательного режима не может быть, т.к. при условии ( $d_1 < 2$ ) отношение  $km / a_0$  должно быть мнимым, в то время как оно вещественно.

В критическом режиме ( $km / a_0 = 1$ ,  $g_1 = m = a_0 / k$ ) переходная характеристика запишется в виде (см. прилож. 1, (П.5))

$$h(t) = [(g_1 - 1)t / \tau_H - 1] \exp(-t / \tau_H) = 1 + [(m - 1)t / \tau_H - 1] \exp(-t / \tau_H).$$

При *апериодическом* характере процесса (П.2)

$$h(t) = 1 + \frac{x^2}{1-x^2} \left(1 - \frac{g_1}{x}\right) e^{-\frac{t}{x^2 \tau_H}} + \frac{1}{x^2 - 1} (1 - g_1 x) e^{-\frac{t}{\tau_H}} = 1 + \frac{x^2}{1-x^2} \left(1 - \frac{\alpha_0}{k}\right) e^{-\frac{t}{x^2 \tau_H}} + \frac{1}{x^2 - 1} (1 - m) e^{-\frac{t}{\tau_H}}, \quad (1.12)$$

где  $x^2 = b_2 = km/a_0$ .

Переходные характеристики могут быть как монотонно нарастающими при  $m \leq 1$ , так и с одним выбросом при  $m > 1$ .

В *критическом* режиме выброс, величина которого (П.6)

$$\delta = (g_1 - 1) \exp\left(-\frac{g_1}{g_1 - 1}\right) = (m - 1) \exp\left(-\frac{m}{m - 1}\right),$$

имеет максимум в момент времени

$$t_M = \tau_H g_1 / (g_1 - 1) = \tau_H m / (m - 1).$$

В *апериодическом* режиме максимальное значение выброса (П.3)

$$\delta = [g_1 \lambda - 1] \exp(-\lambda \tau_{1M}) = [g_1 \nu - 1] \exp(-\nu \tau_{1M})$$

соответствует времени

$$t_{1M} = \frac{1}{\lambda - \nu} \ln \frac{g_1 \lambda - 1}{g_1 \nu - 1}.$$

После подстановки получаем удобное для вычислений выражение:

$$\delta = \frac{(g_1 \nu - 1)^{\frac{\lambda}{\lambda - \nu}}}{(g_1 \lambda - 1)^{\frac{\nu}{\lambda - \nu}}} = \frac{(g_1 x - 1)^{\frac{1}{1-x^2}}}{(g_1 / x - 1)^{\frac{x^2}{1-x^2}}}. \quad (1.13)$$

С помощью выражений (1.12) и (1.13) вычислялись зависимости нормированного времени установления  $\tau_\Phi$  и выброса  $\delta$  от значений  $g_1$  и  $x$ . Эти зависимости совмещены на рис. 1.4. Сплошными линиями показаны зависимости времени установления, штриховыми

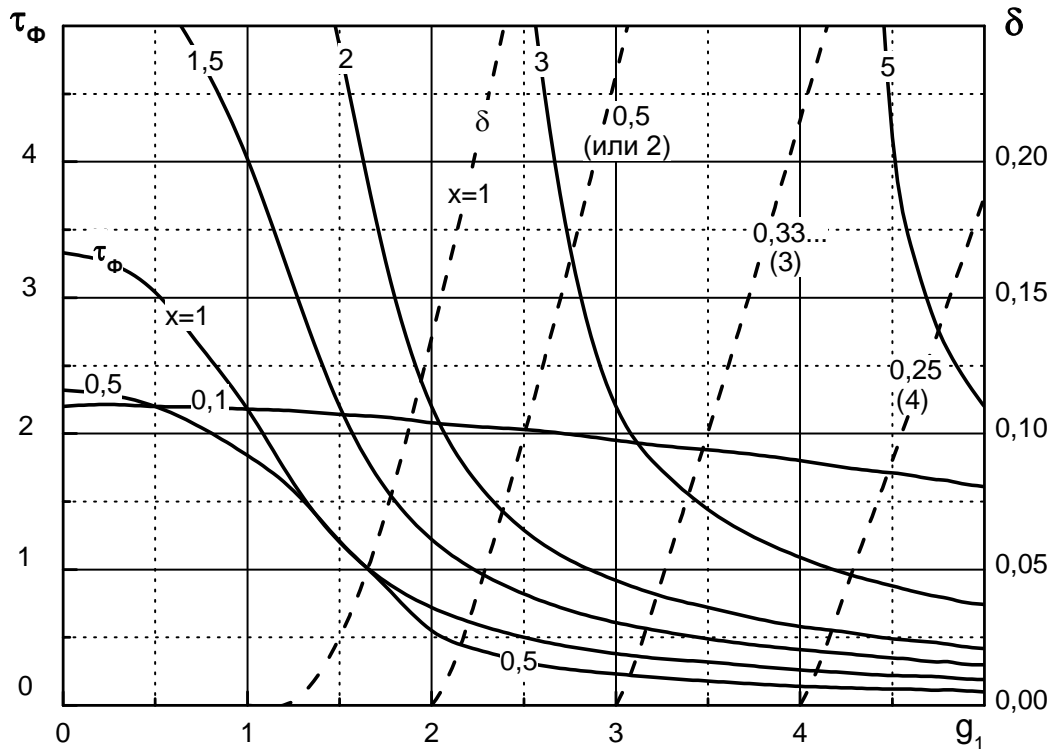


Рис. 1.4. Зависимости нормированного времени установления и величины выброса от параметров  $x$  и  $g_1$

– выброса.

Кривые при  $x = 1$  (критический режим), совпадают с приведенными в [9].

Как следует из (1.11), одному и тому же значению  $d_1$  в аperiodическом режиме соответствуют два обратносвязанных значения величины  $x = km/a_0$  (действительно (1.11) легко преобразуется к виду:  $d_1 = \sqrt{a_0/km} + \sqrt{km/a_0}$ ). Им соответствует одно и то же значение выброса. Однако при меньшем из этих двух значений  $x$  время установления всегда будет меньше.

Судить о практической пользе истоковой коррекции по рис. 1.4 сложно. Поэтому на рис. 1.5 приведены вычисленные по тем же формулам зависимости  $\tau_\Phi$  (штриховые линии) и  $\delta$  (сплошые) от глубины обратной связи  $a_0$  при различных коэффициентах коррекции  $m$ .

По ним, в частности, можно судить о том, что при  $m = 0$ , то есть при частотно-независимой связи в цепи истока,  $\tau_{\phi} \approx 2,2$ , и применение истоковой коррекции привело бы к проигрышу в импульсной добротности  $Q_{\Pi} = 2,2/(a_0 \tau_{\phi})$  в  $a_0$  раз. На выигрыш

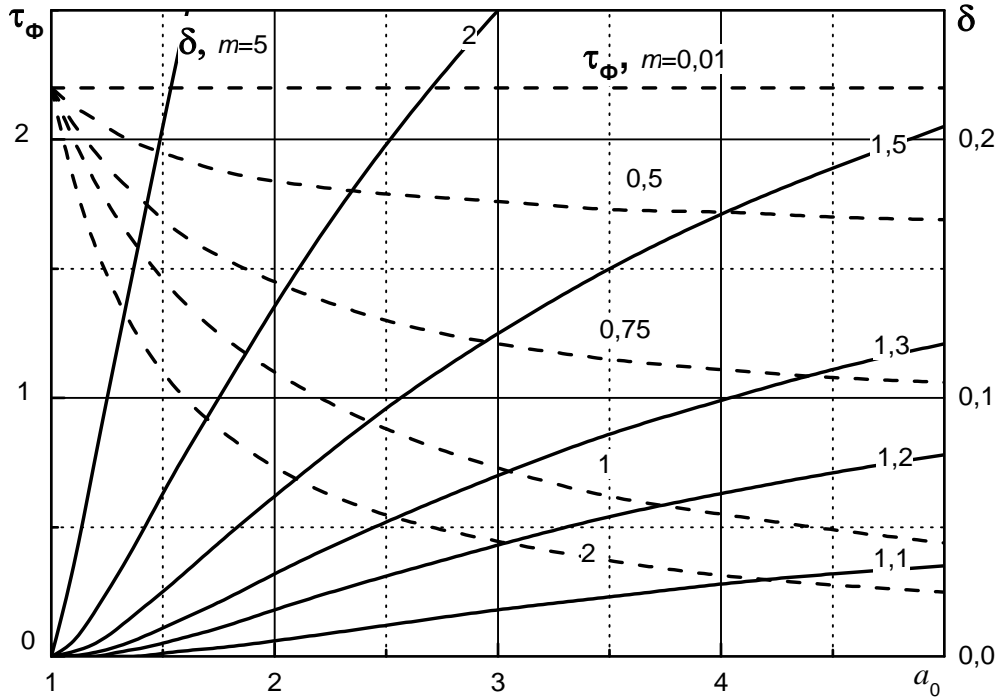


Рис. 1.5. Зависимости нормированного времени установления и величины выброса от параметров  $m$  и  $a_0$

(уменьшение  $\tau_{\phi}$ ) можно надеяться лишь при больших значениях параметра коррекции  $m$ . Однако реализация выигрыша ограничена быстрым нарастанием выброса  $\delta$ .

Более наглядное представление об этом можно получить из рис. 1.6, на котором совмещены зависимости импульсной добротности  $Q_{\Pi}$  (сплошные линии) и выброса  $\delta$  (пунктирные) от глубины обратной связи. Из рисунка видно, что выигрыш в импульсной добротности возможен лишь при  $m > 1$ . При значениях  $m < 1$  может быть только проигрыш.

Видно, что, ограничиваясь какой-то (допустимой) величиной выброса, можно получить выигрыш в импульсной добротности десятки процентов, в то время как в площади усиления истоковая коррекция не эффективна.

Зависимости выигрыша в процентах при фиксированных величинах выброса приведены на рис. 1.7. Они получены из графиков рис. 1.6 при условии, что глубина обратной связи соответствует параметру коррекции при заданной величине выброса. Зависимости показывают, что импульсная добротность изменяется слабо при вариациях

коэффициента коррекции в широких пределах. Такая не критичность выигрыша полезна при его реализации.

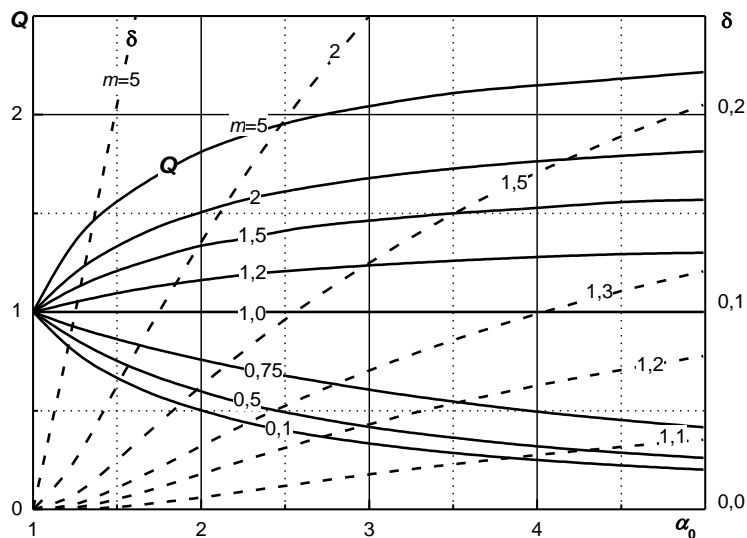


Рис. 1.6. Зависимости выигрыша в импульсной добротности и величины выброса от параметров  $m$  и  $\alpha_0$

Для расчета элементов истоковой коррекции по допустимым импульсным искажениям можно воспользоваться графиками рис. 1.4-1.7. Судя по рис. 1.7, можно принять  $m = 2 \dots 3$ . По графикам рис. 1.5 и рис. 1.6 определить значения  $\alpha_0$ ,  $\tau_{\phi}$  и  $Q_{п}$ ,

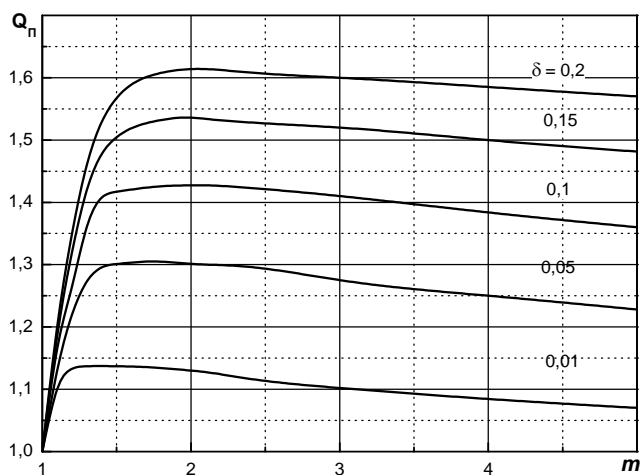


Рис. 1.7. Зависимости выигрыша в импульсной добротности от параметра коррекции  $m$

соответствующие выбранному значению  $m$  и допустимой величине  $\delta$ . Зная параметры транзистора и длительность фронта, можно найти постоянные времени



$$\tau_H = \frac{t_\Phi}{\tau_\Phi} = \frac{a_0 Q_{II} t_\Phi}{2,2}, \quad \tau_0 = m\tau_H$$

и элементы коррекции

$$R_0 = \frac{a_0 - 1}{S}, \quad C_0 = \tau_0 / R_0.$$

*Пример. Рассчитать элементы схемы истоковой коррекции на полевом транзисторе типа КПЗ41 ( $S \approx 15 \text{ мА/В}$ ). Требуемое время установления – 80 нс. Выброс – 5%.*

1. Принимаем  $m=2$ .
2. Находим с помощью рис. 1.5 и 1.6  $a_0 \approx 1,44$ ,  $\tau_\Phi \approx 1,2$ ,  $Q_{II} \approx 1,3$ .
3. Вычисляем постоянные:  $\tau_H \approx 67 \text{ нс}$ ,  $\tau_0 \approx 133 \text{ нс}$ .
4. Определяем элементы коррекции:  $R_0 \approx 30 \text{ Ом}$ ,  $C_0 \approx 3900 \text{ пФ}$ .

### 1.2.2. Простая индуктивная стоковая коррекция высокочастотных искажений

Простая индуктивная стоковая коррекция [6, 7, 8] осуществляется за счет включения катушки индуктивности последовательно с резистором нагрузки в цепи стока. Эта катушка вместе с паразитной выходной емкостью каскада образуют параллельный колебательный контур, который на высоких частотах осуществляет подъем усиления, зависящий от добротности этого контура.

Выходная цепь каскада и ее эквивалентная схема для рассматриваемого случая показаны на рис. 1.8, где  $R_3$  и  $C_{вх}$  – соответственно сопротивление смещения и входная емкость следующего каскада;  $C_H$  – суммарная емкость цепи нагрузки, включающая все паразитные емкости, присоединенные параллельно выводам С-И, в том числе и входную емкость следующего каскада;  $L$  – корректирующая индуктивность.

Для нахождения коэффициента передачи составим по рис. 1.8,б неопределенную  $Y$  - матрицу каскада подобно тому, как это сделано в 1.2.1. Матрицу представим в форме следующей таблицы.

	U		
	З	С	И
З	$Y_{ЗИ} + Y_{ЗС}$	$-Y_{ЗИ}$	$-Y_{ЗС}$
С	$-Y_{ЗС} + S$	$Y_{ЗС} + Y_H$	$-Y_H - S$
И	$-Y_{ЗИ} - S$	$-Y_H$	$Y_{ЗИ} + Y_H + S$

Здесь:  $Y_{3И} = j\omega C_{3И}$ ;  $Y_{3С} = j\omega C_{3С}$ ;  $Y_{И} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_3} + j\omega C_{И} + \frac{1}{R_{И} + j\omega L}$ .

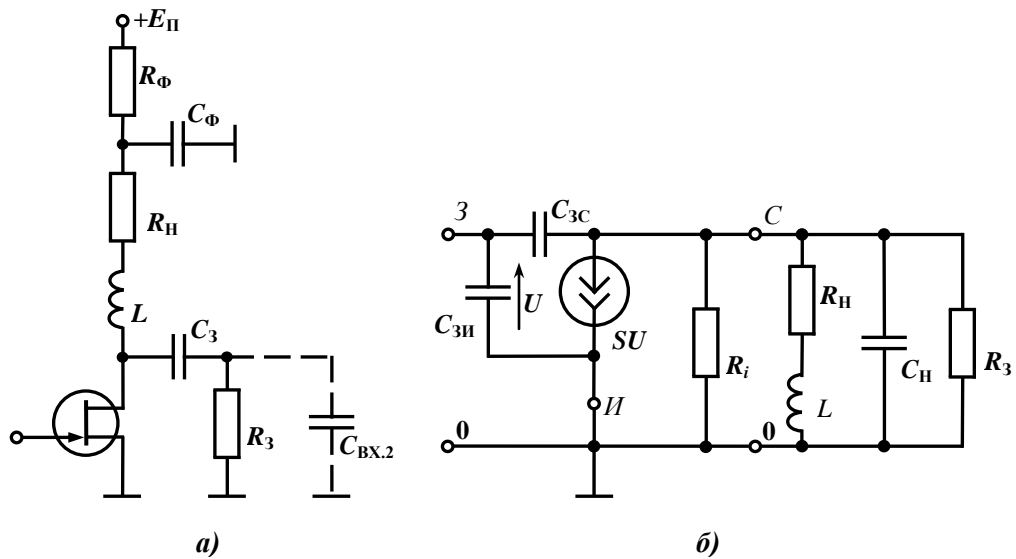


Рис. 1.8. Выходная цепь каскада с простой индуктивной стоковой коррекцией и ее эквивалентная схема

Коэффициент усиления

$$K_U = \frac{Y_{ИИ.3С}}{Y_{ИИ.33}},$$

где  $Y_{ИИ.3С}$  и  $Y_{ИИ.33}$  - алгебраические дополнения второго порядка, полученные путем вычеркивания в первом случае строк "И" и "3" и столбцов "И" и "С", а во втором – и строк, и столбцов "И" и "3". С помощью матрицы находим

$$K_U = \frac{-S + Y_{3С}}{Y_{3С} + Y_{И}}.$$

После подстановки получим

$$K_U = K_{U0} \frac{1 - j\omega C_{3С} / S}{1 + j\omega [R_{И3} (C_{И} + C_{3С}) + \frac{L}{R_{И3} + R_{И}}] + (j\omega)^2 R_{И3} \frac{L}{R_{И}}},$$

где  $K_{U0} = -SR_{И3}$  - коэффициент усиления на средних частотах;  $R_{И3} = R_i \parallel R_{И} \parallel R_3$ .

Если учесть, что  $R_i$  и  $R_3$  в схемах на полевых транзисторах обычно значительно превосходят  $R_{И}$  и что  $j\omega C_{3С} / S \ll 1$ , то получим выражение, к которому приходят обычно [7, 10] сразу, пренебрегая прямым прохождением, а затем и влиянием  $R_i$  и  $R_3$

$$K_U = K_{U0} \frac{1 + j\Omega m}{1 + j\Omega + (j\Omega)^2 m}, \quad (1.14)$$

где  $\Omega = \omega\tau_H = \omega R_H(C_H + C_{3C})$ ;  $m = \tau_L/\tau_H = L/(R_H \tau_H)$  – параметр коррекции.

Пренебрежение слагаемым  $\omega C_{3C}/S$  по сравнению с единицей приводит к погрешности в оценке частотных свойств не более  $0,5\omega^2/\omega_{max}^2$ , так как максимальная частота усиления  $f_{max} = S/2\pi C_{3C}$ . Даже на частоте  $f = 0,5f_{max}$  погрешность составит менее 12%. Чаще всего транзистор работает на относительно меньших частотах.

Из (1.14) нетрудно записать квадрат модуля частотных искажений и фазовую характеристику коэффициента передачи

$$|M|^2 = \left| \frac{K_U}{K_{U0}} \right|^2 = \frac{1 + \Omega^2 m^2}{1 + \Omega^2(1 - 2m) + \Omega^4 m^2}, \quad (1.15)$$

$$\varphi = -\arctg[\Omega(1 - m + m^2\Omega^2)] \quad (1.16)$$

Приравняв коэффициенты при  $\Omega^2$  в числителе и знаменателе  $|M|^2$  (условие Брауде), получим уравнение, дающее значение  $m$ , при котором *частотная характеристика* оптимальна:  $m_{\text{ч}}^2 = 1 - 2m_{\text{ч}}$ , из которого следует, что  $m_{\text{ч}} \approx 0,414$ .

Подставляя в (1.15) значение  $m_{\text{ч}}$  и полагая  $|M|^2 = 1/2$ , можно найти значение  $\Omega_{\text{в.к}}$  и оценить эффективность коррекции:

$$Q_{\text{ч}} = \Omega_{\text{в.к}}/\Omega_{\text{в}} = 1,72.$$

На рис. 1.9 показаны частотные характеристики при различных значениях параметра коррекции.

Для определения значения параметра коррекции, соответствующего *наилучшей фазовой характеристике*, исследуют, при каком условии наиболее линейна ее первая производная

$$\varphi'(\Omega) = -(1 - m) \frac{1 + \frac{3m^2}{1 - m} \Omega^2}{1 + (1 - m)^2 \Omega^2 + 2(1 - m)\Omega^4 m^2 + m^4 \Omega^6}.$$

Из условия Брауде для  $\Omega^2$  следует  $3m_{\text{ф}}^2 = (1 - m_{\text{ф}})^3$ , откуда  $m_{\text{ф}} \approx 0,322$ .

В импульсных усилителях параметры коррекции подбирают, заботясь о *переходной характеристике*, которая однозначно определяется зависимостями модуля и фазы коэффициента передачи от частоты. Частотная зависимость (1.14) соответствует (П.1) при  $a_1 = b_2 = m$  и  $b = 1$ . При этом справедливы следующие соотношения, используемые в прилож. 1:  $g_1 = \sqrt{m}$ ;  $d_1 = 1/\sqrt{m}$ ;  $p_1 = p\sqrt{L(C_H + C_{3C})}$ ;  $\tau_1 = t/\sqrt{m} \tau_H$ . Возможны три режима переходного процесса.

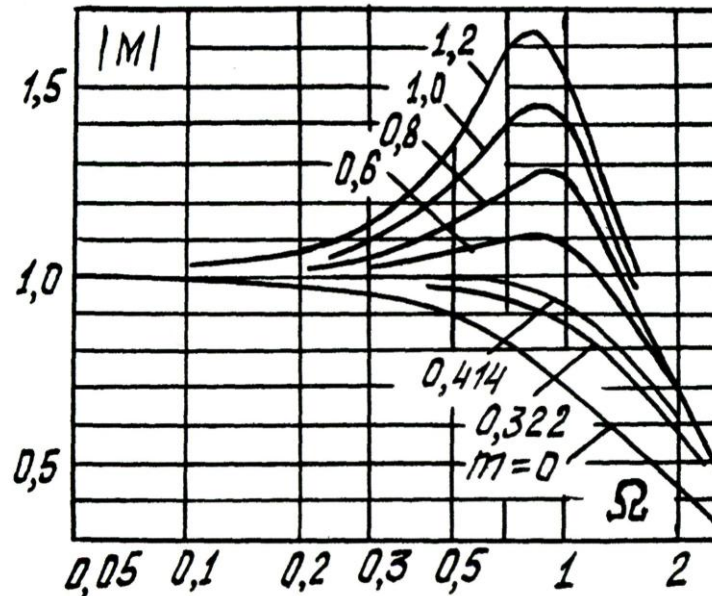


Рис. 1.9. Частотные характеристики при различных значениях параметра  $m$

В *критическом режиме* ( $d = 2$ ,  $m_{кр} = 0,25$ ,  $g_1 = 0,5$ ,  $\tau_1 = 2t/\tau$ ) переходная характеристика

$$h(t) = 1 - (1-t/\tau)\exp(-2t/\tau). \quad (1.17)$$

Выброс отсутствует, так как всегда  $g_1 < 1$ . Сравнивая графически (1.17) с переходной характеристикой некорректированного каскада  $h(t) = 1 - \exp(-t/\tau)$ , можно убедиться, что импульсная эффективность при критическом режиме составляет  $Q_{П.кр} \approx 1,41$ .

В *апериодическом режиме* ( $d > 2$ ,  $m < 0,25$ ) условий для выброса также нет ( $g_1 v = 1 - \sqrt{1 - 4m} < 1$ ) и переходная характеристика имеет вид

$$h(t) = 1 - \frac{(1-b')}{4b'} \exp\left(-\frac{1-b'}{2m\tau_H} t\right) + \frac{(1-b')^2}{4b'} \exp\left(-\frac{1+b'}{2m\tau} t\right), \quad (1.18)$$

где  $b' = \sqrt{1-4m}$ .

В пределе при  $m \rightarrow 0$  это выражение сводится к уравнению  $h(t)=1+e^{-t/\tau}$  – переходной характеристике для некорректированного каскада. Другой предел параметра -  $m_{кр} = 0,25$  (критический режим переходного процесса). Это значит, что время установления в аperiodическом режиме находится между значениями, характерными для критического режима и для каскада без коррекции, то есть эффективность лежит в пределах 1...1,41.

При *колебательном* режиме ( $d < 2, m > 0,25$ ) переходная характеристика

$$h(t) = 1 + \frac{2m}{b''} e^{-t/2m\tau_H} \sin\left(\frac{b''t}{2m\tau_H} - \arctg \frac{b''}{2m-1}\right) \quad (1.19)$$

(здесь  $b'' = \sqrt{4m-1}$ ) имеет выброс величиной

$$\delta = \sqrt{m} e^{(\arctg b'' - \pi)/b''}, \quad (1.20)$$

максимум которого соответствует времени

$$t_{IM} = 2m\tau_H \frac{-\arctg b'' + \pi}{b''}.$$

С ростом  $m$  выражение (1.18) в пределе принимает вид

$$h(t) = t/\tau_H, \quad (1.21)$$

и эта аппроксимация справедлива даже в более широком диапазоне времени, чем время нарастания ( $t_\phi$ ). Из (1.21) следует, что  $\tau_\phi$  стремится к 0,8 и, следовательно, предельная импульсная эффективность в колебательном режиме  $Q_{II} = 2,2/0,8 = 2,75$ .

На рис. 1.10 приведены зависимости  $\tau_\phi$ ,  $\delta$ ,  $Q_{II}$  от коэффициента коррекции, вычисленные по приведенным выше формулам для всех трех режимов переходного процесса.

К простым схемам коррекции относят еще схему высокочастотной коррекции с помощью индуктивности, разделяющей выходную емкость каскада от входной следующего. Как и в случае с лампами [7], в схеме каскада на полевом транзисторе этот способ имеет свойства, близкие к только что рассмотренному. Лишь несколько лучше он в тех случаях, когда разделяемые индуктивностью емкости отличаются по величине примерно в три раза [7].

Более сложные схемы индуктивной коррекции, хотя и дают больший эффект, применяются редко, т.к. требуют более тщательной настройки.

Для расчета элементов схемы стоковой коррекции по заданным частотным или фазовым искажениям с помощью рис. 1.9 выбирают подходящую частотную

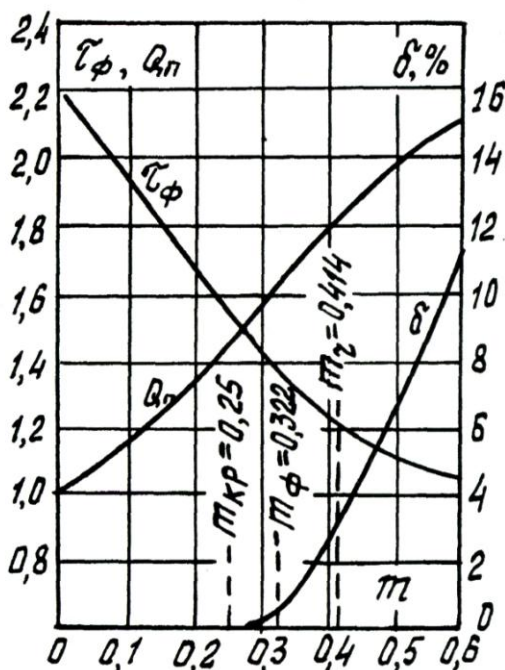


Рис. 1.10. Зависимости относительной длительности фронта  $\tau_\phi$ , величины выброса  $\delta$  и импульсной эффективности коррекции  $Q_\Pi$  от коэффициента коррекции при простой индуктивной коррекции

характеристику и определяют соответствующие ей параметр коррекции  $m$  и эффективность (выигрыш  $Q_\phi$ ). Выигрыш, по существу, совпадает с величиной  $\Omega_{в.к}$  (на уровне 0,707), так как при отсутствии коррекции  $\Omega_{в.к} = 1$ .

С учетом ширины полосы пропускания усилителя (примерно равной  $f_B$ ) и емкости в цепи нагрузки находят постоянную времени выходной цепи каскада

$$\tau_H = \frac{\Omega_{в.к}}{\omega_B} = \frac{\Omega_{в.к}}{2\pi f_B}$$

и рассчитывают элементы коррекции

$$R_H = \tau_H / (C_H + C_{3с}), L = mR_H\tau_H.$$

При расчете схемы стоковой коррекции по допустимым импульсным искажениям можно воспользоваться рис. 1.10. С его помощью по допустимой величине выброса на

переходной характеристике выбирают коэффициент коррекции  $m$  и определяют соответствующие ему время нарастания  $\tau_\phi$  и выигрыш в импульсной добротности  $Q_\Pi$ . По заданной длительности фронта определяется требуемая постоянная времени выходной цепи  $\tau_H = t_\phi / \tau_\phi$ . Дальше расчет ведется так же, как и при заданных частотных искажениях.

*Пример. Рассчитать элементы стоковой коррекции в усилителе на полевом транзисторе типа КП307 ( $C_{3C} = 1 \text{ нФ}$ ) для случая минимальных фазовых искажений в полосе частот до 6 МГц.*

1. Этому случаю соответствует параметр коррекции  $m = 0,322$ , при котором (см. рис. 1.10)  $\tau_\phi \approx 1,39$ ,  $Q \approx 1,6$ ,  $\delta \approx 0,5 \%$ .

2. Находим  $\tau_H \approx 4,24 \cdot 10^{-8} \text{ с}$ ,  $t_\phi \approx 5,9 \cdot 10^{-8} \text{ с}$ .

3. Определяем элементы коррекции:  $R_H \approx 3,9 \text{ кОм}$ ,  $L \approx 53,3 \text{ мкГн}$ .

### 1.2.3. Коррекция низкочастотных искажений фильтром в цепи питания [10]

Уменьшение искажений на заданной низкой частоте может быть достигнуто за счет увеличения емкости разделительного конденсатора  $C_p$ . Однако этот путь часто бывает крайне нежелательным (увеличивается паразитная емкость, трудно реализовать в интегральном исполнении). Коррекция низкочастотных искажений позволяет уменьшить эту емкость.

Выходная цепь каскада с фильтром в цепи стока и эквивалентная схема для этого случая приведены на рис. 1.11. В эквивалентной схеме учтено, что на низкой частоте паразитные емкости не влияют.

Как и в случае с биполярным транзистором низкочастотная коррекция основана на том, что нагрузка каскада меняется при изменении частоты. Подбирая параметры фильтра ( $R_\phi$ ,  $C_\phi$ ), можно добиться, чтобы усиление возросло в той же степени, и даже большей, в какой напряжение ослабляется разделительным конденсатором  $C_p$ .

Напряжение на затворе следующего каскада (на резисторе  $R_3$ )

$$U_{R_3} = U_C \frac{R_3}{R_3 + 1/j\omega C_p},$$

где  $U_C = S U_3 Z$  - напряжение на стоке;  $Z = R_i \parallel (R_H + \frac{R_\phi}{1 + j\omega C_\phi R_\phi}) \parallel R_3$ ;  $\parallel$  - знак параллельного соединения сопротивлений трех ветвей цепи стока.

Отсюда, коэффициент усиления каскада на низкой частоте

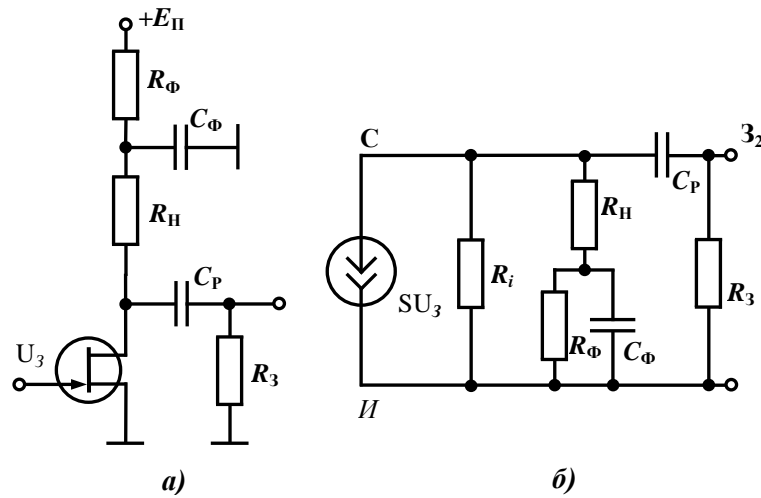


Рис. 1.11. Выходная цепь каскада с НЧ-коррекцией в цепи питания

$$K_U = \frac{U_{R_3}}{U_3} = SZ \frac{R_3}{R_3 + 1/j\omega C_p}. \quad (1.22)$$

Преобразовывая выражение (1.22) при  $R_i \gg R_H$  (чего нетрудно достичь и к чему нужно стремиться, т.к. шунтирование сопротивлением  $R_i$  ослабляет эффект коррекции), можно получить

$$K_U = K_{U0} \frac{j\omega\tau_p(1+a) + (j\omega)^2\tau_p\tau_\phi}{1 + j\omega(\tau_p + \tau_\phi + C_p R_\phi) + (j\omega)^2\tau_p\tau_\phi},$$

где  $K_U = S(R_H/R_3)$ ;  $\tau_p = (R_H + R_3)C_p$ ;  $a = R_\phi/R_H$ ;  $\tau_\phi = C_\phi R_\phi$ .

Отсюда, можно записать выражение частотной характеристики в виде

$$M = \frac{K_U}{K_{U0}} = \frac{j\Omega(1+a) + (j\Omega)^2 m}{1 + j\Omega(1+m+ab) + (j\Omega)^2 m}, \quad (1.23)$$

где  $\Omega = \omega\tau_p$ ;  $m = \tau_\phi/\tau_p$ ;  $b = \frac{R_H}{R_H + R_3}$ .

Квадрат модуля этой величины



$$|M|^2 = \frac{\Omega^2(1+a) + \Omega^4 m^2}{1 + \Omega^2[(1+m+ab)^2 - 2m] + \Omega^4 m^2}. \quad (1.24)$$

Оптимальное значение параметра коррекции в данном случае можно найти, приравняв коэффициенты при  $\Omega^2$  в числителе и знаменателе (условие Брауде).

Оно получается равным

$$\begin{aligned} m_{\text{ч}} = \tau_{\text{ф}} / \tau_{\text{р}} &= \sqrt{(ab)^2 + (1+a)^2 - (1+ab)^2} - ab \equiv \\ &\equiv \sqrt{a^2 + 2a - 2ab} - ab. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Если шунтирующее влияние искажающей цепи мало ( $R_3 \gg R_{\text{H}}$ ), то

$$m_{\text{ч}} \approx \sqrt{(1+a)^2 - 1} = \sqrt{(1 + R_{\text{ф}} / R_{\text{H}})^2 - 1}.$$

Последний результат получается также и в том случае, если рассматривать схему с цепочкой  $R_3 C_3$ , включенной на входе каскада.

Величина корректирующей емкости

$$C_{\text{ф.ч}} = m_{\text{ч}} \tau_{\text{р}} / R_{\text{ф}}. \quad (1.26)$$

Подставляя в (1.24)  $m = m_{\text{ч}}$ , приравнявая  $|M|^2 = 1/2$  и решая относительно  $\Omega$ , можно найти значение минимальной граничной частоты на уровне 0,707

$$\omega_{\text{н.к}} = \frac{\sqrt{2}}{\tau_{\text{р}}(1+a) \sqrt{1 + \sqrt{1 + \left[ \frac{2m_{\text{ч}}}{(1+a)^2} \right]^2}}}.$$

Из сравнения ее с  $\omega_{\text{H}} = 1/\tau_{\text{р}}$  для некорректированного каскада находим эффективность коррекции в области нижних частот

$$Q_{\text{н.ч}} = \frac{\omega_{\text{н.к}}}{\omega_{\text{H}}} = \frac{1+a}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + [2m_{\text{ч}} / (1+a)^2]^2}}. \quad (1.27)$$

С погрешностью меньше 10 % можно (при  $R_3 \gg R_H$ ) записать  $Q_{н.ч} \approx a+1$ .

На рис. 1.12 приведены графики зависимости эффективности и параметра коррекции, которые могут быть использованы при расчете элементов усилителя.

*Порядок расчета* элементов коррекции с точки зрения обеспечения заданной *нижней граничной частоты* следующий.

Зная напряжение источника питания  $E_{П}$  и режим работы транзистора, оценивают величину падения напряжения в цепи фильтра  $\Delta E_{\phi}$ , находят значение  $R_{\phi} = \Delta E_{\phi} / I_0$ . Затем, по известным из расчета  $R_{\phi}$ ,  $R_3$ ,  $a = R_{\phi} / R_H$ ,  $b = R_H / (R_H + R_3)$  с помощью выражений (1.25) и

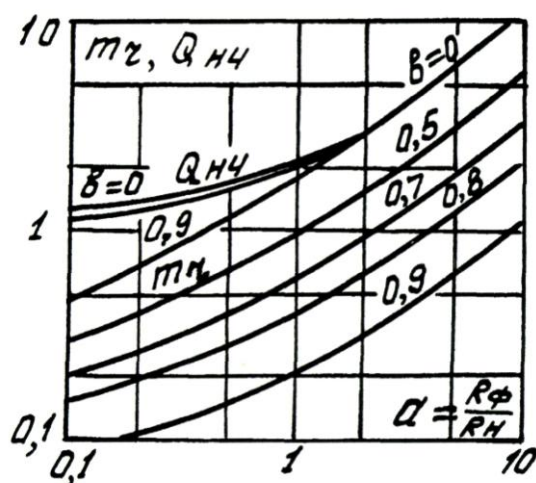


Рис. 1.12. Зависимости параметра коррекции и эффективности низкочастотной коррекции от отношения  $a_0 = R_{\phi} / R_H$

(1.27) или из графиков рис. 1.12 находят  $m_{ч}$  и  $Q_{н.ч}$ . По заданной  $\omega_{н.к}$  и  $Q_{н.ч}$  определяют нужную постоянную времени  $\tau_p = 1 / \omega_{н.к} Q_{н.ч}$ , с помощью которой вычисляется емкость конденсатора  $C_p = \tau_p / (R_H + R_3)$ . Зная  $m_{ч}$  и  $\tau_p$ , из (1.26) находят требуемую корректирующую емкость  $C_{\phi}$ .

*Пример.* Рассчитать элементы фильтра и величину емкости переходного конденсатора, если усилительные каскады выполнены на полевых транзисторах типа КП303 ( $S \approx 5$  мА/В), а также известны из задания и энергетического расчета величины:  $\Delta E_{\phi} = 5$  В,  $R_H = 2$  кОм,  $R_3 = 1$  МОм,  $f_H = 50$  Гц.

1. Вычисляем  $R_{\phi} \approx 1$  кОм.
2. Находим  $a_0 \approx 0,5$ .

3. Определяем по графику рис. 1.12 или формулам (1.25) и (1.27)  $m \approx 1,118$ ,  $Q_{н.ч} \approx 1,36$ .

4. Вычисляем постоянную времени

$$\tau_p \approx 2,34 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

5. Находим емкости конденсаторов:

$$C_p \approx 2400 \text{ нФ}, C_\phi \approx 27 \text{ мкФ.}$$

При усилении импульсов низкочастотную коррекцию выполняют так, чтобы "плоская часть" импульса была ближе к горизонтальной. Смысл коррекции сводится к взаимной компенсации экспонент, обусловленных перезарядом искажающей и корректирующей емкостей ( $C_p$  и  $C_\phi$ ) в рассмотренных только что цепях (см. рис. 1.11).

Представив (1.23) в виде [1, (8.1)]

$$\frac{K_U}{K_{U0}} = \frac{p_1^2 + p_1 a_1}{p_1^2 + p_1 b_1 + b_0},$$

где  $p_1 = p m \tau_p$ ;  $a_1 = (1+a) \sqrt{m}$ ;  $b_1 = (1+m) / \sqrt{m}$ ;  $b_0 = 1$ ;  $\tau_1 = t / \sqrt{\tau_p \tau_\phi}$ , можно для анализа переходной характеристики воспользоваться выражением [1, (8.2)]. Условие коррекции линейного отклонения плоской вершины импульса [1, (8.3)] запишется как

$$m = a, \tag{1.28}$$

то есть  $C_\phi R_H = C_p R_3$ .

Величина емкости корректирующего конденсатора

$$C_\phi = C_p R_3 / R_H. \tag{1.29}$$

Эффективность коррекции спада вершины одиночного импульса, как и в случае с биполярным транзистором

$$Q_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta_{1,к}} = 2m\tau_p / t_{и} = 2a\tau_p / t_{и}.$$

В установившемся режиме усиления периодического импульсного сигнала при длительности импульса, равной половине периода (наибольшие искажения) выражение [1, (8.8)] для рассматриваемого случая можно записать в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = A \frac{e^{-a\tau_1}}{1 + e^{a\tau_{1И}}} - B \frac{e^{-\gamma\tau_1}}{1 + e^{\gamma\tau_{1И}}} = A \frac{e^{-t/\tau_p}}{1 + e^{t_{И}/\tau_p}} - B \frac{e^{-t/m\tau_p}}{1 + e^{t_{И}/m\tau_p}},$$

где  $A = B + 1 = \frac{a_1 - a}{a - \gamma} = \frac{1 + a - m}{1 - m}$ ;  $B = \frac{a_1 - \gamma}{a - \gamma} - \frac{a}{1 - m}$ ;  $\tau_{И} = t_{И} / \sqrt{\tau_p \tau_{\Phi}}$ .

Приравняв  $U_{\text{ВЫХ}}(0)$  к  $U_{\text{ВЫХ}}(t_{И})$ , можно получить [7]:

$$-B = \frac{1}{1 - \text{th} \frac{T_{И}}{2m} / \text{th} \frac{T_{И}}{2}},$$

где  $T_{И} = t_{И} / \tau_p$ .

Разлагая в ряд гиперболический тангенс, ограничиваясь первыми членами ряда, найдем условие, при котором  $U_{\text{ВЫХ}}(0) = U_{\text{ВЫХ}}(t_{И})$ . Оно совпадает (при  $R_3 \gg R_{Н}$ ) с условием коррекции линейного отклонения одиночного импульса:  $m = a$  или  $C_{\Phi} R_{Н} = C_p R_3$ , при этом  $-B = R_{\Phi} / R_{Н} (m - 1)$ . Искажения вершины импульса определяются довольно сложно [7]:

$$\Delta_{\text{ПК}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\text{sh } x - \text{sh } y}{\text{sh}(x - y)} - 1 \right],$$

где  $x = t_{И} / 2\tau_p$ ;  $y = t / 2m\tau$ ;  $y = x/m$ . Однако, разложение в ряд гиперболических функций при ограничении одним членом ряда дает простую и хорошую аппроксимацию для  $x < 1$ , то есть для  $\Delta < 25\%$

$$\Delta_{\text{ПК}} = \frac{1}{4} xy = \frac{1}{4} x^2 / m, \tag{1.30}$$

которая хорошо согласуется с расчетными графиками, приведенными в работе [7]. Это позволяет оценить эффективность низкочастотной коррекции импульсной последовательности (меандра)

$$Q_{\Pi} = \frac{\Delta_1}{\Delta_{\text{ПК}}} = 16m\tau_p / t_{И}.$$

Она в восемь раз больше эффективности коррекции одиночного импульса.

При расчете элементов коррекции по допустимым импульсным искажениям обычно задаются отношением  $a = R_{\Phi} / R_{Н}$ . В [7] показано, что время установления стационарного режима бывает наименьшим при  $a \approx 1,2$ . С другой стороны, чем больше принимается

значение  $a$ , тем меньше требуется емкость конденсатора фильтра  $C_\phi$  для заданной величины искажений.

Задавшись величиной  $a$  (и, следовательно,  $m$ , т.к.  $m = a$ ) и учитывая требуемые искажения определяют по (1.30) величину  $x = 2 \sqrt{m \Delta_{\text{ПК}}}$ . Здесь  $\Delta_{\text{ПК}}$  в долях, а не в %.

Для величин  $x \gg 0,25$  расчет придется вести с помощью приведенных здесь формул, содержащих гиперболические синусы, либо с помощью графиков [7], рассчитанных по этой формуле.

По заданной длительности  $t_H$  определяют  $\tau_p = t_H / 2x$  и  $\tau_\phi = m\tau_p$ . Разделительная и фильтрующая емкости определяются как  $C_p = \tau_p / (R_H + R_3)$ ,  $C_\phi = \tau_\phi / R_\phi$ . Величина  $R_H$ , по которой определится  $R_\phi$ , обычно известна из расчета каскада на средних частотах.

*Пример. Определить элементы фильтра и величину емкости разделительного конденсатора так, чтобы искажения импульсов длительностью 20 мс были не более 10 %, если известно, что сопротивление нагрузки каскада составляет 2 кОм, а в цепи затвора следующего каскада включен резистор с сопротивлением 1 МОм.*

1. Задаемся  $a \approx m \approx 1,2$ .
2. Вычисляем  $x \approx 0,693$ ,  $\tau_p \approx 0,014$  с,  $\tau_\phi \approx 0,017$  с.
3. Находим значения элементов:  $R_\phi \approx 2,4$  кОм,  $C_p \approx 0,015$  мФ,  $C \approx 10$  мФ.

Если искажающих цепей несколько (например, цепь смещения истока и другие), то вместо  $\tau_p$  в расчетах следует использовать эквивалентную постоянную времени, равную сумме таковых для всех искажающих цепей.

Следует отметить, что в усилителях на полевых транзисторах благодаря высокоомным входным цепям требуемая величина емкости разделительного конденсатора значительно меньше и поэтому сама низкочастотная коррекция не столь актуальна, как в усилителях на биполярных транзисторах.

### 1.3. Шумы усилителей на полевых транзисторах

Основными в полевом транзисторе являются тепловые шумы канала. Они могут быть представлены источником шумового тока, включенным в цепи сток-исток ( $i_C$ ) параллельно каналу (рис. 1.13, а). Средний квадрат этого тока [3] в элементарной полосе частот

$$\overline{di_C^2} = \varepsilon_1 4kTSdf,$$

где  $\varepsilon_1$  - коэффициент, зависящий от режима,  $k = 1,38^{-23}$  Вт с / град – постоянная Больцмана,  $T$  – абсолютная температура, °K;  $df$  – элементарная полоса частот.

Тепловые шумы канала через емкость затвор-канал вызывают в цепи затвора флуктуации, называемые наведенными или индуцированными, определяемые соотношением

$$\overline{di_{3,Н}^2} = \varepsilon_2 4kT \frac{\omega^2 C_{3И}^2}{S} df.$$

Следствием корреляции наведенных шумов с тепловыми является составляющая

$$\overline{di_{C,Т} i_{3,Н}^*} = \varepsilon_3 4kTj\omega C_{3И} df.$$

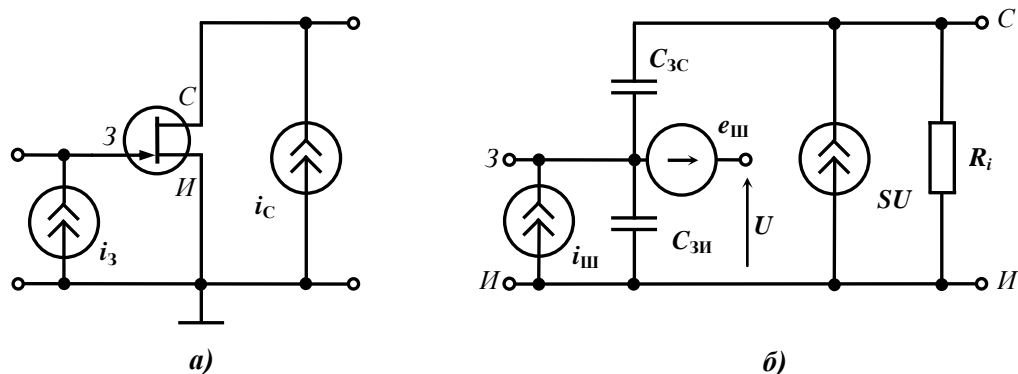


Рис. 1.13. Шумовая эквивалентная схема полевого транзистора

Здесь  $\varepsilon_2, \varepsilon_3$  [2]- коэффициенты, зависящие от режима.

Степень корреляции может характеризоваться, кроме того, величиной, называемой коэффициентом корреляции,

$$\gamma_{C3} = \frac{\overline{i_{C,Т} i_{3,Н}^*}}{\sqrt{i_{C,Т}^2 i_{3,Н}^2}} = j \frac{\varepsilon_3}{\sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2}}.$$

Представляют наведенные шумы источником шумового тока ( $i_3$ ) в цепи затвора (рис. 1.13, а).

В транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом при насыщении тока стока в режимах от открытого состояния до закрытого коэффициенты принимают значения:  $\varepsilon_1 = 0,5 \dots 0,6(6)$ ;  $\varepsilon_2 = 0,1 \dots 0,2(6)$ ;  $\varepsilon_3 = 0,1 \dots 0,15$ ;  $\gamma_{C3} = j0,445 \dots j0,395$ .

При максимальном токе стока рассмотренные шумы минимальны. Но в связи с разбросом параметров и их стабилизацией приходится устанавливать ток меньше максимального. Поэтому в расчетах с некоторым запасом можно принять такие значения коэффициентов:  $\varepsilon_1 = 0,6$ ;  $\varepsilon_2 = 0,2$ ;  $\varepsilon_3 = 0,145$ ;  $\gamma_{C3} = j 0,42$ .

Известно [12], что упомянутая корреляция уменьшает шумы теплового канала не более чем на 10...20 % во всем диапазоне частот. Расчеты показывают, что даже на высших частотах, когда импеданс входной цепи усилителя становится чисто емкостным, доля наведенных шумов составляет менее 10 % от тепловых. Поэтому чаще всего является неоправданным усложнение расчетов и в дальнейшем мы учитывать наведенные шумы не будем, но будем иметь в виду, что это пренебрежение (вследствие влияния их корреляции с тепловыми шумами канала) делает несколько завышенным значение рассчитанных шумов.

Фликкер-шумы представляют вместе с тепловыми шумами канала с помощью частотно зависимой поправки ( $f_{\text{фл}}/f$ ):

$$\overline{di_{C, \text{Фл}}^2} = \varepsilon_1 4kTSdf \frac{f_{\text{Фл}}}{f},$$

где  $f_{\text{фл}}$  - граничная частота, на которой спектральные составляющие фликкер-шума и теплового равны.

Фликкер-шумы МДП-транзисторов на порядок выше, чем шумы транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом. Именно поэтому во входных каскадах предпочтение отдают последним как малошумящим.

Обратный ток  $p$ - $n$ -перехода ( $I_3$ ) вызывает дробовой шум в цепи затвора

$$\overline{di_{3, \text{ДР}}^2} = 2qI_3df,$$

где  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  к – заряд электрона.

У МДП-транзисторов этому шуму соответствует тепловой шум входного сопротивления  $R_{3И}$

$$\overline{di_{3,\Gamma}^2} = 4kT \frac{1}{R_{3И}} df.$$

Величина  $R_{3И}$  [13] составляет порядка  $10^{12} \dots 10^{17}$  Ом. Эти шумы представляют на схеме (см. рис. 1.13, а) во входной цепи источником  $i_3$ .

Шумы, представляемые источником  $i_C$  в цепи стока, обычно пересчитывают в цепь управляющего электрода к ЭДС  $e_{ш}$  (см. рис. 1.13, б), либо к сопротивлению шумов  $r_{ш}$ , включенному в этой же цепи, что и  $e_{ш}$ :  $\overline{de_{ш}^2} = \overline{di_C^2} / S^2$ ;  $r_{ш} = \overline{de_{ш}^2} / 4kTdf$ .

В случае тепловых шумов канала  $r_{ш} = \varepsilon_1 / S \approx 0,6 / S$ .

Все шумы транзистора могут быть представлены двумя эквивалентными источниками  $e_{ш}$  и  $i_{ш}$ , см. рис. 1.13, б.

Если на входе схемы рис. 1.13, б включить параллельно соединенные сопротивление и источник тепловых шумов генератора сигнала ( $i_{ш,\Gamma}$ ), то к полюсам этого генератора (а значит и к полюсам эквивалентного источника шума  $i_3$  или  $i_{ш}$ , см. рис. 1.13) можно пересчитать и шумы, представляемые генератором  $e_{ш}$ :

$$\overline{(i'_{ш})^2} = \frac{\overline{e_{ш}^2} |\chi|^2}{|Z_{\Gamma}| |Z_{ВХ.СТАТ}|^2}, \quad (1.31)$$

где  $\chi = S / (S - j\omega C_{3C})$  – коэффициент, учитывающий прямое прохождение сигнала через  $C_{3C}$ ;  $Z_{ВХ.СТАТ}$  – статическое (то есть при  $K_U = 0$ ) входное сопротивление каскада.

Формулу (1.31) можно получить, пересчитав, например, сигнал и шум на выход каскада, а затем, воспользовавшись коэффициентом передачи для тока сигнала, шумы – обратно к клеммам источника сигнала.

Таким образом, рассмотрено, как пересчитать все источники шумов полевого транзистора на вход усилителя к эквивалентному току сигнала. С учетом тепловых шумов сопротивления источника сигнала, представляющего собою параллельно соединенные  $R_{\Gamma}$  и  $C_{\Gamma}$ , тока утечки затвора и тепловых и фликкер-шумов канала приведенный ко входу усилителя квадрат шумового тока при  $\chi \approx 1$  в элементарной полосе частот

$$\overline{di_{ш.УС}^2} = 4kT \frac{1}{R_{\Gamma}} df + 2qI_3 df + 4kTr_{ш} \left( 1 + \frac{f_{ФЛ}}{f} \right) \frac{1 + \omega^2 R_{\Gamma}^2 C_{\Sigma}^2}{R_{\Gamma}^2} df \equiv$$



$$\equiv 4kT \frac{1}{R_{\Gamma}} \left[ 1 + \frac{I_3 R_{\Gamma}}{2\varphi_T} + \frac{r_{ш}}{R_{\Gamma}} \left( 1 + \frac{f_{\PhiЛ}}{f} \right) (1 + \omega^2 R_{\Gamma}^2 C_{\Sigma}^2) \right] df, \quad (1.32)$$

где  $C_{\Sigma} = C_{\Gamma} + C_{3И} + C_{3С}$ .

Отсюда, дифференциальный коэффициент шума в функции от частоты

$$F = \frac{\overline{di_{ш.УС}^2}}{di_{ш.Г}^2} = 1 + \frac{I_3 R_{\Gamma}}{2\varphi_T} + \frac{r_{ш}}{R_{\Gamma}} \left( 1 + \frac{f_{\PhiЛ}}{f} \right) (1 + \omega^2 R_{\Gamma}^2 C_{\Sigma}^2). \quad (1.33)$$

Видно, что приведенный ко входу шумовой ток тем меньше, чем больше величина  $R_{\Gamma}$ , а коэффициента шума имеет минимум вследствие различной зависимости его компонентов от величины  $R_{\Gamma}$ .

При оптимальном сопротивлении источника сигнала

$$R_{\Gamma.ОПТ} = \sqrt{b/a} \quad (1.34)$$

коэффициент шума равен

$$F_{\min} = 1 + 2aR_{\Gamma.ОПТ} = 1 + 2b/R_{\Gamma.ОПТ}, \quad (1.35)$$

где  $a = I_3 / 2\varphi_T + (1 + f_{\PhiЛ} / f) \omega^2 r_{ш} R_{\Gamma} C_{\Sigma}$ ;

$$b = r_{ш} (1 + f_{\PhiЛ} / f).$$

Все эти выражения справедливы в "дифференциально" узкой полосе частот, то есть  $\overline{di_{ш}^2}$  и  $F$  представляют собой спектральную плотность шума в абсолютном и относительном выражении.

Важно иметь в виду, что  $i_{ш}$  и  $F$  по-разному зависят от  $R_{\Gamma}$ , так как в одних случаях усилители проектируют так, чтобы на выходе сигнал был пропорционален эквивалентному току источника сигнала (например, камерный телевизионный видеоусилитель)- тогда имеет смысл  $i_{ш.УС}$ , а иногда так, что выходной сигнал пропорционален ЭДС источника сигнала- тогда интерес представляет коэффициент шума  $F$ . Это особенно важно, когда речь идет об усилении в полосе частот.

Приведенный ко входу шумовой ток и коэффициент шума в некоторой полосе частот  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$  зависят от того, как усиливается сигнал: с преобразованием спектра (например, коррекция искажений входной цепи) или без такового.

Если усиление происходит без преобразования спектра, то упомянутые характеристики можно найти после интегрирования в полосе частот приведенного ко входу шумового тока (при  $f_B \gg f_H$ ):

$$\overline{i_{ш\Delta f}^2} = F \cdot 4kT \frac{1}{R_\Gamma} \Delta f, \quad (1.36)$$

$$F = 1 + \frac{I_3 R_\Gamma}{2\varphi_T} + \frac{r_{ш}}{R_\Gamma} \frac{f_{\PhiЛ}}{\Delta f} \left[ \ln \frac{f_B}{f_H} + \frac{1}{2} (\omega_B^2 - \omega_H^2) R_\Gamma^2 C_\Sigma^2 \right] + \frac{r_{ш}}{R_\Gamma} \left[ 1 + \frac{1}{3} (\omega_B^2 - \omega_H^2) R_\Gamma^2 C_\Sigma^2 \right], \quad (1.37)$$

где  $\omega = 2\pi f$  для всех частот.

Здесь второе слагаемое обусловлено дробовыми шумами затвора, третье – фликкер-шумом, четвертое – тепловыми шумами канала. В каждом конкретном случае чем-то можно пренебречь, что может упростить расчеты. Можно представить даже такой режим, при котором можно пренебречь тепловыми шумами канала (низкие частоты, очень большое сопротивление источника сигнала).

В вещательном телевидении обычно  $f_B \gg f_H$ . В этом случае

$$F = 1 + \frac{I_3 R_\Gamma}{2\varphi_T} + \frac{r_{ш}}{R_\Gamma} \frac{f_{\PhiЛ}}{\Delta f} \left( \ln \frac{f_B}{f_H} + \frac{\omega_B^2}{2} R_\Gamma^2 C_\Sigma^2 \right) + \frac{r_{ш}}{R_\Gamma} \left( 1 + \frac{\omega_B^2}{3} R_\Gamma^2 C_\Sigma^2 \right).$$

Из (1.37) следует, что и при усилении в полосе частот имеется оптимальное значение сопротивления источника сигнала

$$R_{\Gamma, \text{опт. } \Delta f} = \sqrt{b/a}, \quad (1.38)$$

при котором минимален коэффициент шума

$$F_{\text{min. } \Delta f} = 1 + 2a R_{\Gamma, \text{опт. } \Delta f} = 1 + 2b/R_{\Gamma, \text{опт. } \Delta f}, \quad (1.39)$$

где в общем случае

$$a = \frac{I_3 R_\Gamma}{2\varphi_T} + \left[ \frac{r_{ш}}{R_\Gamma} \frac{f_{\PhiЛ}}{\Delta f} (\omega_B^2 - \omega_H^2) + \frac{1}{3} \frac{\omega_B^3 - \omega_H^3}{\omega_B - \omega_H} \right] r_{ш} R_\Gamma C_\Sigma^2,$$

$$b = r_{ш} \left( 1 + \frac{f_{\PhiЛ}}{\Delta f} \ln \frac{f_B}{f_H} \right).$$

## 2. ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАМЕР

Видеоусилители телевизионных камер предназначены для работы от телевизионных датчиков: вакуумных передающих трубок, ПЗС-матриц, фотодиодных матриц и других. Их особенности связаны со спецификой формирования телевизионного видеосигнала. Так, вакуумная передающая телевизионная трубка с накоплением заряда представляет собою датчик слабого тока сигнала и шумы выходного сигнала будут определяться в основном видеоуслителем. В таких усилителях обычно применяют противошумовые коррекции. Особенности формирования сигнала в ПЗС-матрицах делают целесообразным применение так называемой коррелированной двойной выборки, позволяющей исключить часть низкочастотных шумов. Довольно высокий уровень сигнала фотодиодных матриц позволяет конструировать видеоусилитель, особо не заботясь о шумах. В диссекторных датчиках (преобразователях мгновенного действия) основное усиление сигнала осуществляется с помощью встроенного вторично-электронного умножителя.

Следует отметить, что телевизионный сигнал может использоваться как для визуализации, так и для измерительных целей [14]. В зависимости от назначения он подвергается различным преобразованиям. Если в визуальном телевидении стремятся к адекватности психологического восприятия изображения передаваемой сцене, то в измерительном телевидении сигнал обрабатывается так, чтобы уменьшить ошибку определения координат или вероятность ложного обнаружения объектов передачи. Это приводит к различным способам фильтрации сигнала, связанной с влиянием шумов.

Методы оптимальной фильтрации с физической точки зрения связаны с преобразованием частотной характеристики тракта усиления таким образом, чтобы сформированные уже, неразрывно связанные спектры сигнала и шума претерпели выгодные изменения, которые различны для целей обнаружения и измерения.

Однако во всех случаях было бы лучше, чтобы в любой области спектра передаваемого сигнала дифференциальное отношение сигнал/шум было по возможности больше.

Формирование такого соотношения сигнала и шума в передаваемой полосе частот позволяет осуществить в некоторых пределах простая противошумовая коррекция, применяемая в усилителях для передающих телевизионных трубок с накоплением. Она повышает дифференциальное отношение сигнал/шум в низкочастотной области.

При сложной противошумовой коррекции кроме того повышается отношение сигнал/шум в районе частоты резонанса входной цепи. Значение оптимальной частоты настройки резонанса зависит от способа фильтрации сигнала.

## 2.1. Видеоусилитель для трубок с накоплением (типа видикон)

Телевизионные трубки, основанные на принципе накопления заряда, для видеоусилителя являются высокоомным источником сигнала, характеризующимся эквивалентным током сигнала и выходной паразитной емкостью. Активной составляющей выходной проводимости трубки обычно пренебрегают по сравнению с проводимостью входной цепи.

Одним из показателей качества видеоусилителя является отношение сигнал/шум. Основной вклад в шумы вносит сам усилитель. Поэтому принимают меры для уменьшения собственных шумов усилителя. По предложению Г.В. Брауде [8] в видеоусилителях применяют простую или сложную противошумовые коррекции. Противошумовая коррекция заключается в том, что входную цепь усилителя выполняют, исходя не из условия обеспечения требуемой полосы пропускания, а так, чтобы получить по возможности больше коэффициент передачи от источника сигнала до входного электрода усилительного элемента, допуская значительные линейные искажения. Корректируют искажения после того, как сигнал достаточно усилен.

Простая противошумовая коррекция заключается в увеличении активного сопротивления входной цепи, шунтирующего источник сигнала. При этом не только возрастает сигнал, но и уменьшаются тепловые шумы этого сопротивления. При сложной противошумовой коррекции дополнительно повышают коэффициент передачи на высоких частотах с помощью резонанса, возникающего при включении катушки индуктивности, разделяющей паразитные емкости источника сигнала и усилителя.

На рис. 2.1 показана эквивалентная схема входной цепи видеоусилителя со сложной противошумовой коррекцией с полевым транзистором во входном каскаде. Источник сигнала представлен здесь током  $i_C$  и выходной емкостью  $C$ . Дробовой шум тока  $i_C$  не показан, так как он к усилителю не относится и обычно значительно меньше шумов усилителя.  $L$  и  $r$  - индуктивность и активное сопротивление корректирующей катушки;  $R$  - сопротивление цепей смещения видикона и активного элемента первого каскада усилителя;  $C_0 = C_{зи} + C_{зс}$ ,  $i_{ш}$ ,  $e_{ш}$  - соответственно паразитная статическая входная емкость, состоящая из емкостей затвор-исток ( $C_{зи}$ ) и затвор-сток ( $C_{зс}$ ), и эквивалентные шумовые источники полевого транзистора с  $p-n$ -переходом. Строго говоря, ЭДС источника  $e_{ш}$ , включенного в схеме рис. 2.1, следует умножить на  $\gamma = S/|S-j\omega C_{зи}|$  - коэффициент, учитывающий прямое прохождение, однако для простоты считают  $\gamma \approx 1$ . Погрешность от такого приближения не велика ( $|\gamma-1| \approx f^2 / 2f_{\max}^2$ , где  $f_{\max} = S/2\pi C_{зс}$ ).

Пересчитаем все источники шума к полюсам источника сигнала  $i_C$ . При этом автоматически учтется предпринимаемая обычно после некоторого усиления сигнала коррекция линейных искажений, допущенных во входной цепи в связи с противозумовой коррекцией, т.к. выходной сигнал видеоусилителя должен повторять ток сигнала  $i_C$ .

Пересчитанный шумовой ток видеоусилителя в элементарной полосе частот можно найти из выражения

$$\overline{di_{ш.у.с}^2} = (\overline{di_{ш.р}^2} + \overline{di_{ш}^2}) / |K_i|^2 + \overline{de_{ш}^2} / |Z|^2,$$

где  $K_i, Z$  - коэффициенты передачи от  $i_C$  до соответствующих пересчитываемых источников (см. рис. 2.1).

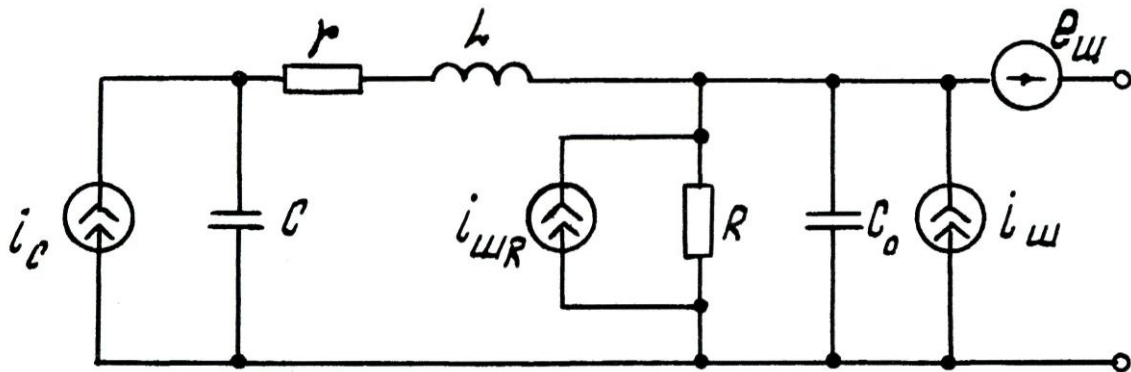


Рис.2.1. Эквивалентная схема входной цепи усилителя со сложной противозумовой коррекцией

Принимая во внимание, что  $\overline{di_{ш.р}^2} = 4ktdf / R$ ,  $\overline{di_{ш}^2} = 4qI_3df$ ,  $\overline{de_{ш}^2} = 4ktr_{ш}(1 + f_{фл} / f)df$ , и находя упомянутые коэффициенты передачи, после интегрирования в полосе частот  $\Delta f = f_B - f_H$  и некоторых преобразований получим выражение шумового тока видеоусилителя, приведенного к источнику сигнала

$$\overline{i_{ш}^2} = 4kT \frac{1}{R} \frac{1}{2\pi} \left( a_{-1} \ln \frac{f_B}{f_H} + \sum_{i=0}^6 a_i \frac{\omega_B^{i+1} - \omega_H^{i+1}}{i+1} \right), \quad (2.1)$$

где  $a_0 = 1 + \frac{r_{ш}}{R} + g_{ш}R$ ,

$$a_2 = a_0 (C^2 r^2 + 2LC) + CrR + r_{ш} (c_{\Sigma}^2 R + 2C^2 r),$$

$$a_4 = a_0 L^2 C^2 + r_{ш} R [C_0^2 (C^2 r^2 - 2LC) - 2LC^2 C_0],$$

$$a_6 = a_0 L^2 C^2 C_0^2 R,$$

$$a_{-1} = \frac{r_{ш}}{R} \omega_{фл},$$

$$a_1 = a_{-1} \left[ C^2 r (R+r) - 2LC + R (C_\Sigma^2 R + C^2 r) \right],$$

$$a_3 = a_{-1} \left[ L^2 C^2 + RCC_0 (CC_0 r - 2LC_\Sigma) \right],$$

$$a_5 = a_{-1} L^2 C^2 C_0^2 R^2,$$

Здесь  $g_{ш} = I_3/2\phi_T$  - эквивалентная шумовая проводимость дробовых шумов затвора,  $C_\Sigma = C + C_0$ .

В вещательном телевидении  $f_B \gg f_H$ . При этом выражение (2.1) записывают в виде

$$\overline{i_{ш}^2} = 4kT \frac{\Delta f}{R} \left( \frac{a_{-1}}{\omega_H} \ln \frac{f_B}{f_H} + \sum_{i=0}^6 \frac{a_i \omega_B^i}{i+1} \right).$$

В режимах, близких к вещательному телевизионному стандарту, основными в видеоусилителе являются тепловые шумы канала полевого транзистора. Пренебрегая дробовыми шумами затвора и фликкер-шумами, можно найти (с учетом, что  $f_B \gg f_H$ )

$$\overline{i_{ш}^2} = 4kT \frac{\Delta f}{R} \left( a_0 + \frac{a_2}{3} \omega_B^2 + \frac{a_4}{5} \omega_B^4 + \frac{a_6}{7} \omega_B^6 \right), \quad (2.2)$$

где  $a_0 = 1 + r_{ш}/R$ . Остальные коэффициенты имеют прежние значения.

Брауде Г.В. [8] показал, что в последнем случае шумы минимальны при настройке входного контура в резонанс на частоте  $f = \sqrt{1,4} f_B$ . При этом следует иметь в виду, что настраивать в резонанс следует контур со статической емкостью (т.е. при  $K_U = 0$ ). В рабочем режиме из-за влияния эффекта Миллера (влияние обратной связи через проходную емкость транзистора) частота резонанса окажется ниже, чем  $\sqrt{1,4} f_B$ .

В частном случае при  $L = 0$ ,  $r = 0$  сложная противозумовая коррекция вырождается в простую. При этих условиях

$$\overline{i_{ш}^2} = 4kT \frac{\Delta f}{R} \left( 1 + \frac{r_{ш}}{R} + \frac{1}{3} \omega_B^2 r_{ш} R C_{\Sigma}^2 \right).$$

Исследования показывают, что в видеоусилителях для источника сигнала с выходной емкостью  $C \leq 15$  пФ современные полевые транзисторы типа КП303, КП307, КП341 имеют преимущество над современными биполярными транзисторами при полосах усиления порядка до 20 МГц. Конкретнее, критическое значение полосы, при котором свойства полевых и биполярных транзисторов сравнимы [15],

$$\Delta f_{кр} = \frac{1}{2\pi} \left( C_{\Sigma} \sqrt{3/\beta} \right)_{БТ} / \left[ \left( r_{ш} C_{\Sigma}^2 \right)_{ПТ} - r_{Б} C^2 \right],$$

где индексы ПТ, БТ указывают на отношение к полевому или биполярному транзистору;  $\beta$ ,  $r_{Б}$  – коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером и сопротивление базы соответственно. При полосах усиливаемых частот более широких, чем критическая, более предпочтительным является биполярный транзистор.

С ростом паразитной емкости источника сигнала критическая частота уменьшается. Знак "минус", который может появиться в результате расчета  $\Delta f_{кр}$ , говорит о преимуществе полевого транзистора над сравниваемым биполярным.

Известно также [16, 17], что шумы минимальны при параллельном соединении нескольких ( $n$ ) активных элементов в первом каскаде усилителя при условии, что  $C = nC_0$ , т.е. когда общая статическая емкость активных элементов равна емкости источника сигнала. Если имеется выбор полевых транзисторов, то лучшим при параллельном соединении окажется тот, для которого будет наибольшей величина  $\sqrt{nS}/(C + nC_0)$ .

## 2.2. Видеоусилитель для ПЗС-матрицы [18]

В настоящее время находят широкое применение твердотельные преобразователи телевизионного изображения в электрический сигнал на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС).

Выходной узел ПЗС-матрицы представляет собою встроенный микроконденсатор (обратносмещенный диод), в который поочередно передают для считывания заряды,

накопленные на светочувствительных элементах, и электрометрический усилитель (МОП-транзистор).

Перед очередным поступлением информационного заряда на микроконденсатор предыдущий заряд "сбрасывают", заряжая его до одного и того же исходного напряжения, соответствующего "нулю" сигнала. После "сброса" микроконденсатор содержит шумовой заряд ключа сброса, включающий тепловую составляющую  $q = kTC$ , где  $C$  – емкость выходного узла (упомянутого конденсатора).

После подачи сигнального заряда ("зарядового пакета") на конденсаторе устанавливается напряжение, соответствующее сумме зарядов сигнального и шумового. По мере усиления к этим компонентам добавляются шумы электрометрического и внешнего усилителей.

При усилении сигнала с ПЗС-матрицы применяют метод коррелированной двойной выборки [18], при котором делают выборки сигнала, соответствующие двум упомянутым моментам: после сброса и после пересылки сигнального заряда в выходной узел. Разница между этими двумя уровнями свободна от шума ключа сброса.

Практически этот метод реализуется следующим образом. После некоторого усиления, в момент времени, следующий за фазой сброса, схемой привязки фиксируется уровень, соответствующий "нулю" сигнала, а в момент передачи информации о зарядовом пакете, происходит аналоговое считывание сигнала ("выборка") и считанный сигнал остается на выходе ("хранится") до начала выборки во время передачи следующего элемента изображения.

В этом случае относительная передаточная функция для любой компоненты сигнала [18]

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1 - e^{-pT_{\text{ВЫБ}}}}{1 + p/\omega_B}, \quad (2.3)$$

где  $p = j\omega$ ,  $T_{\text{ВЫБ}}$  – временной сдвиг между моментами фиксации и выборки;  $\omega_B = 2\pi f_B$  – верхняя граничная частота части видеоусилителя до схемы выборки.

Квадрат модуля этой функции

$$\left| \frac{K}{K_0} \right|^2 = \frac{1 - \cos \omega T_{\text{ВЫБ}}}{1 + (\omega/\omega_B)^2}. \quad (2.4)$$



Эта зависимость показана на рис. 2.2. Здесь же символически показан спектр "полезного" сигнала перед фиксацией. Видно, что коэффициент передачи значительно уменьшается при приближении частоты к нулю и к четным гармоникам тактов.

Двойная коррелированная выборка (ДКВ) эффективно уменьшает наводки с частотой кадров, наводки от источника питания, шумы типа  $1/f$  самой матрицы и видеоусилителя, а также другие составляющие шума на низких частотах, автоматически вычитает фон, увеличивая тем самым динамический диапазон. Благодаря привязке отпадает необходимость в фильтрации тактовой частоты.

Наиболее существенными в современных ПЗС- датчиках с ДКВ являются шумы видеоусилителя, имеющие белый спектр в области частот передаваемого сигнала. Чаще всего их, как и сигнал, оценивают эквивалентным зарядом емкости выходного узла

$$q_{ш} = \sqrt{C_{\Sigma}^2 \cdot (4kTr_{ш} + 4kTg_{ш. \text{внешн}} / S^2) \cdot \Delta f_{\text{ЭКВ}}},$$

где  $C_{\Sigma}$  - емкость узла вывода;  $r_{ш}$ ,  $S$  - сопротивление шумов и крутизна усиления электрометрического усилителя (МОП- транзистора на кристалле ПЗС-матрицы);  $g_{ш. \text{внешн}}$  - эквивалентная шумовая проводимость последующего усилителя (операционного усилителя);  $\Delta f_{\text{ЭКВ}}$  - эквивалентная полоса шумов, которую считают [18] равной

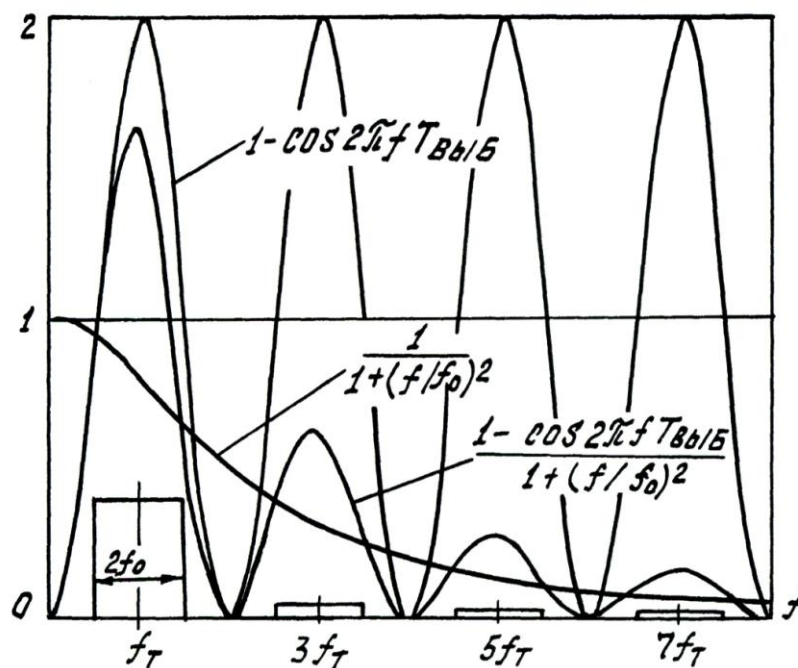


Рис. 2.2. Коэффициент передачи схемы с двойной коррелированной выборкой

удвоенному значению верхней граничной частоте сигнала ( $2f_B$ ), так как производится две фиксации за такт (собственно фиксация и выборка).

Нередко шум выражают эквивалентным числом электронов

$$n_{\text{ш}}=q_{\text{ш}}/e,$$

где  $e=1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл – заряд электрона. Такое представление имеет смысл, если известен сигнал ПЗС-матрицы, выраженный в тех же единицах измерения.

В современных ПЗС-датчиках шумы оцениваются десятками электронов, в то время как сигнал – тысячами. Чаще всего, динамический диапазон ограничен не флуктуациями, а геометрическими шумами, обусловленными недостатками технологии ПЗС- матриц.

В традиционной для видеоусилителей форме шумы датчика можно представить среднеквадратическим напряжением, приведенным ко входу электрометрического усилителя,

$$U_{\text{ш}} = \frac{q_{\text{ш}}}{C_{\Sigma}} = \sqrt{4kT(r_{\text{ш}} + g_{\text{ш.ВНЕШН}} / S^2) \Delta f_{\text{ЭКВ}}}. \quad (2.5)$$

В современных ПЗС-матрицах  $C_{\Sigma}$  составляет десятые доли пФ,  $S$  – десятые доли мА/В.

Сигнал в той же точке можно выразить подобным образом:

$$U_{\text{с}} = \frac{Q_{\text{с}}}{C_{\Sigma}} = \frac{N_{\text{с}} \cdot e}{C_{\Sigma}},$$

где  $Q_{\text{с}}$ ,  $N_{\text{с}}$  – заряд и число электронов сигнального пакета элемента изображения.

### 2.3. Видеоусилитель для фотодиодной матрицы

Имеются малоформатные фотодиодные матрицы с количеством элементов от 8 x 8 до 32 x 32 и более с произвольной адресацией, которые перспективны для применения в системах наблюдения за мелкими светящимися объектами благодаря удачному компромиссу между разрешающей способностью и временем ввода изображения в ЭВМ.

Такие матрицы (например, типа ФПУ-14) для нагрузки представляют генератор сигнального тока, порядка 0,2...0,5 мА, т.е. достаточно большой величины. Для получения стандартных величин напряжения достаточно усилить ток сигнала в несколько раз.

Хорошие результаты (стабильность, широкополосность, простота) показывает в этих условиях усилитель тока, представляющий собою несимметричное "токовое зеркало"

("отражатель тока"), на основе которого выполняют генератор стабильного тока в интегральных микросхемах.

Идея использовать эту схему совместно со схемой дифференциального каскада для создания СШИУ (сверхширокополосных интегральных усилителей) принадлежит Джильберту [19, 20].

Ток эмиттера связан с напряжением база-эмиттер ( $U_{БЭ}$ ) хорошо известным [20] соотношением

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Э0}} (e^{U_{\text{БЭ}}/\varphi_T} - 1),$$

где  $I_{\text{Э0}}$  - обратный ток эмиттера,  $\varphi_T = kT/q$ .

Обратный ток эмиттера, в свою очередь, зависит от площади перехода эмиттер-база  $S$  и собственных параметров полупроводника, учитываемых коэффициентом  $\gamma_{\text{Э}}$ :

$$i_{\text{Э0}} = \gamma_{\text{Э}} S.$$

Из этих двух уравнений следует, что токи эмиттеров двух транзисторов, выращенных на одной подложке по единой технологии, при одинаковых напряжениях эмиттер-база пропорциональны площадям эмиттеров:

$$\frac{I_{\text{Э1}}}{I_{\text{Э2}}} = \frac{S_1}{S_2}.$$

Последние три уравнения справедливы при изменениях тока, составляющих шесть порядков, и в широком диапазоне температур. Таким образом, схема, изображенная на рис. 2.3, которая может быть составлена, например, из набора транзисторов микросхем серий 125 или 198, позволяет повторить ток  $I_1$  с коэффициентом, очень близким к  $n \leq 4$  (так как в сборке - не более пяти транзисторов), если  $\beta \gg n$ :

$$I_2 = nI_1 - (n+1)I_B \approx nI_1.$$

Частотные свойства схемы рис. 2.3 можно исследовать, пользуясь эквивалентной схемой биполярного транзистора. Легко пронаблюдать, что в режиме короткого замыкания на выходе ток  $I_2$  повторяет по форме входное напряжение этой схемы, равное

$$\dot{U} = \dot{I} \cdot \frac{r_3}{1 + j\omega r_3 C_3 [(n+1) + C_K n]}$$

Таким образом, верхняя граничная частота в этой схеме

$$f_B = 1 / \{ 2\pi r_3 [C_3 (n+1) + C_K n] \} = \frac{1}{2\pi r_3 C_3 (n+1)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_K n}{C_3 (n+1)}} \approx f_T / (n+1).$$

здесь  $f_T = 1/2\pi r_3 C_3$  – предельная частота усиления в схеме с общей базой,  $r_3, C_3$  – сопротивление и емкость эмиттера соответственно.

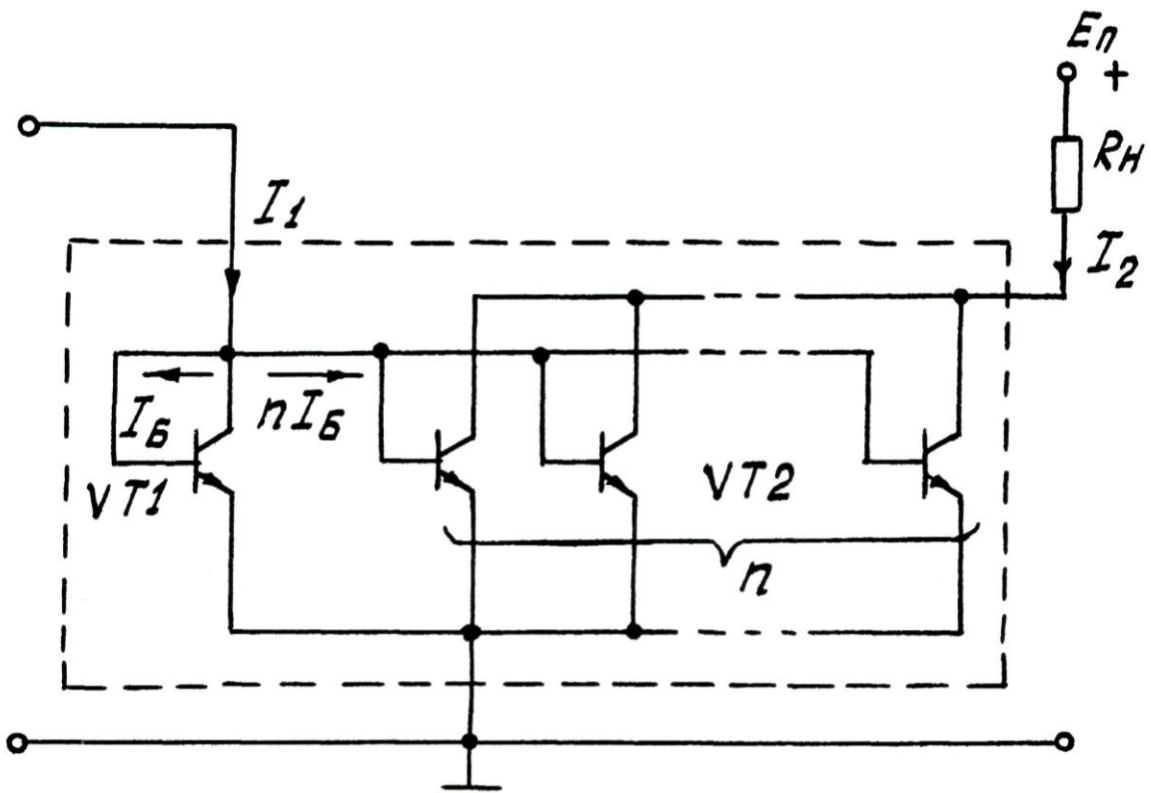


Рис.2.3. Видеоусилитель тока для фотодиодной матрицы

Приведенный ко входу (к току  $I_1$ ) шум усилителя – не менее шума первого транзистора, включенного диодом,

$$\sqrt{i_{ш}^2} = \sqrt{2qI_{31}\Delta f},$$

в то время как в обычном усилителе (схема ОЭ) при оптимальном токе эмиттера он был бы существенно меньше:

$$\sqrt{i_{ш}^2} = \sqrt{2 \cdot 2q(1 - \alpha_0)I_3\Delta f},$$

(в данном случае учтены только основные составляющие дробовых шумов транзистора). Однако этот факт не является решающим, так как уровень сигнала фотоматрицы достаточно высок.

Получается, что простыми средствами достигается стабильность и площадь усиления близкая к  $f_T/(n+1)$ .

#### 2.4. Видеоусилитель для диссектора (оценка шумов)

Диссектор ("рассекатель")- телевизионная трубка мгновенного действия. В ней из потока фотоэлектронов, вызванного оптическим изображением, спроецированным на фотокатод, выбирается малый участок, соответствующий одному элементу изображения, и подается на вторично-электронный умножитель (ВЭУ) для усиления. Коэффициент усиления ВЭУ нередко достигает  $10^6$  и более. Усиленный ток сигнала, величиною в десятки микроампер, подается на видеоусилитель, который предназначен скорее для обработки, чем для усиления. Шумы усилителя по сравнению с шумами диссектора пренебрежимо малы и их обычно не принимают во внимание.

Рассмотрим составляющие шума на выходе диссекторного телевизионного датчика и оценим отношение сигнал/шум [21, 22].

Шумы на выходе диссектора обусловлены флуктуацией, возникающей при преобразовании фотокатодом светового потока в электронный, и флуктуациями, связанными с секцией переноса и со случайностью генерации вторичных электронов в ВЭУ. И то, и другое аппроксимируют пуассоновским потоком частиц, формирующих фототок и токи вторичной эмиссии.

Если на фотокатодe в результате воздействия света возник сигнал, численно равный  $S_{\text{ВХ}}$  фотоэлектронов, то он сопровождается шумом (флуктуирует), дисперсия которого равна  $S_{\text{Ш.ВХ}} = S_{\text{ВХ}}$ , т.е. числу возникших при преобразовании частиц.

После первого динода ВЭУ в результате усиления сигнал будет равен  $S_1 = \sigma_1 S_{\text{ВХ}}$ , где  $\sigma$ - коэффициент вторичной эмиссии.

Входные флуктуации также усилятся в  $\sigma$  раз и к ним добавятся флуктуации вторичной эмиссии. Дисперсия последних будет равна числу возникших вторичных электронов ( $\sigma_1 S_{\text{ВХ}}$ ). На выходе первого каскада дисперсия шума

$$S_{\text{Ш}}^2 = (\sigma_1 S_{\text{Ш.ВХ}})^2 + S_1 = \sigma_1^2 S_{\text{ВХ}} + \sigma_1 S_{\text{ВХ}} = \sigma_1(\sigma_1 + 1)S_{\text{ВХ}}. \quad (2.6)$$

Аналогично, на выходе второго каскада

$$S_{\text{ш}2}^2 = (\sigma_2 S_{\text{ш}1})^2 + S_2 = \sigma_1 \sigma_2 (\sigma_1 \sigma_2 + \sigma_2 + 1) S_{\text{вх}}.$$

Дальнейшие подобные рассуждения приводят к следующему выражению для дисперсии шума на выходе  $i$ -го каскада ВЭУ

$$S_{\text{ш}i}^2 = \sigma_i^2 S_{\text{ш}(i-1)} + S_i = \sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_i (\sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_i + \sigma_2 \sigma_3 \dots \sigma_i + \dots + \sigma_i + 1) S_{\text{вх}},$$

где  $S_i = \sigma_i S_{i-1}$ .

Обозначая

$$\sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_i = K_i,$$

получим

$$S_{\text{ш}i}^2 = K_i \left( 1 + \sum_{j=1}^i \frac{1}{K_j} \right) S_{\text{вх}} = K_i^2 (F \cdot S_{\text{вх}}) = K_i^2 (F \cdot S_{\text{ш.вх}}^2), \quad (2.7)$$

где

$$F = 1 + \sum_{j=1}^i \frac{1}{K_j} \quad - \quad (2.8)$$

коэффициент шума ВЭУ, показывающий во сколько раз возросла в результате усиления дисперсия входного шума свыше коэффициента  $K_i^2$ .

При  $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma_i = \sigma$  выражение (2.8) представляет собою сумму членов геометрической прогрессии и

$$\Psi_i = \frac{S_i}{S_{\text{ш}i}} = \sqrt{S_i / (K_i F)} = \sqrt{S_{\text{вх}} / F}. \quad (2.9)$$

Имея в виду, что сигнал  $S_i = K_i S_{\text{вх}}$ , можно оценить отношение сигнал/шум в этой точке ВЭУ:

$$\Psi_i = \frac{S_i}{S_{\text{ш}i}} = \sqrt{S_i / (K_i F)} = \sqrt{S_{\text{вх}} / F}. \quad (2.10)$$

Переходя от количества электронов к токовому выражению сигнала [18, с. 87], учитывая, что при этом фототок

$$I_{\Phi} = 2qf_{\text{В}}S_{\text{ВХ}},$$

из (2.10) получаем

$$\Psi_i = \sqrt{\frac{i_{\Phi}}{2qf_{\text{В}}} \cdot \frac{1}{F}} = \sqrt{\frac{i_i / K_i}{2qf_{\text{В}}} \cdot \frac{1}{F}} = \frac{\Psi_{\text{ВХ}}}{\sqrt{F}}, \quad (2.11)$$

где  $f_{\text{В}}$  – верхняя граничная частота, примерно равная полосе пропускания, так как  $f_{\text{В}} \gg f_{\text{Н}}$ ;  $q$  – заряд электрона;  $\Psi_{\text{ВХ}}$  – отношение сигнал/шум на входе ВЭУ (фототока).

Интересно отметить, что уровень шума на выходе диссектора (см. 2.11)

$$\overline{di_{\text{др. дис}}^2} = 2qi_{\Phi}\sigma^{2n}df = K_{\text{дис}} \cdot 2qI_{\text{дис}}df$$

(здесь  $K_{\text{дис}} = \sigma^n$  – коэффициент усиления ВЭУ,  $I_{\text{дис}}$  – выходной ток диссектора) на два-три порядка ( $\sqrt{K_{\text{дис}}}$ ) выше, чем у шумового диода, имеющего ток равный постоянной составляющей выходного тока диссектора, так как квадрат шумового тока этого диода был бы равен согласно формуле Шоттки

$$\overline{di_{\text{др. диод}}^2} = 2qI_{\text{дис}}df.$$

Даже зная величину выходного сигнала, трудно установить величину ожидаемого шума, так как неизвестны точные значения коэффициентов усиления каскадов ВЭУ. Можно оценить лишь порядок величины. Для типичного случая (число диодов – 12, коэффициент усиления –  $10^6$ ,  $i_c = 100$  мкА) в предположении, что  $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma$ , можно найти

$$\sigma = \sqrt[12]{10^6} \approx 3,16;$$

$$F = \sigma/(\sigma-1) \approx 1,46,$$

т.е. ВЭУ ухудшает входное отношение сигнал/шум в  $\sqrt{1,46}$  раза (примерно на 21 %).

В полосе 20 кГц согласно выражению (2.11) следует ожидать  $\Psi_{\text{ВЫХ}} \approx 100$ , в то время как при традиционном усилении (без ВЭУ) такой сигнал практически "растворился" бы в шумах и наводках, т.к. в данном случае фототок составляет примерно 100 пА.

Следует заметить, что шумы диссектора связаны с уровнем сигнала (так называемый нестационарный шум), тогда как, например, шум датчика, выполненного на видиконе, практически не зависит от уровня сигнала, т.к. в основном определяется видеоусилителем.

На практике для грубой оценки дисперсии дробового шумового тока диссектора в элементарной полосе частот можно использовать выражение [23]

$$\overline{di_{др}^2} = 2qk_1^2(1 + \beta_1)i_{\Phi}\sigma^{2n}df,$$

где  $k_1 = 1...1,5$ ,  $\beta_1 = 0,5...1,5$  – эмпирические коэффициенты, учитывающие увеличение шумов соответственно в процессе переноса электронного изображения с фотокатода в плоскость диафрагмы и усиления с помощью ВЭУ.

Рекомендации, связанные с особенностями применения диссектора в телевизионной автоматике, можно найти в литературе [24].



## Приложение 1

### К РАСЧЕТУ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ В ОБЛАСТИ ВЫСШИХ ЧАСТОТ

Для большинства рассмотренных усилительных каскадов с высокочастотной коррекцией коэффициент частотных искажений представляется в виде

$$\frac{\dot{K}_U}{K_{U0}} = \frac{1 + j\Omega a_1}{1 + j\Omega b_1 + (j\Omega)^2 b_2}, \quad (\text{П.1})$$

где  $\Omega = \omega\tau$  – относительная угловая частота,  $a_1, b_1, b_2$  – коэффициенты, зависящие от схемы каскада.

**Модуль коэффициента частотных искажений равен**

$$\left| \frac{\dot{K}_U}{K_{U0}} \right| = \sqrt{\frac{1 + \Omega^2 a_1^2}{1 + \Omega^2 (b_1^2 - 2b_2) + \Omega^4 b_2^2}}.$$

Для обеспечения оптимальной частотной характеристики по методу Г.В. Брауде необходимо обеспечить равенство

$$a_1^2 = b_1^2 - 2b_2.$$

В этом случае относительная граничная частота (на уровне 0,707) равна

$$\Omega_{\text{БК}} = \frac{a_1}{b_2 \sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{4b_2^2}{a_1^4}}}.$$

Нормированное изображение переходной характеристики каскада, коэффициент частотных искажений которого представлен выражением (П.1), имеет вид

$$h(p_1) = \frac{1 + g_1 p_1}{1 + d_1 p_1 + p_1^2},$$

где  $p_1 = p \cdot \tau \sqrt{b_2}$ ;  $g_1 = a_1 / \sqrt{b_2}$ ;  $d_1 = b_1 / \sqrt{b_2}$ ;  $p$  – оператор Лапласа-Карсона.

В зависимости от величины коэффициента  $d_1$  возможны три режима работы [25]:

- 1) апериодический ( $d_1 > 2$ );
- 2) критический ( $d_1 = 2$ );
- 3) колебательный ( $d_1 < 2$ ).

**Апериодический режим.** В апериодическом режиме переходная характеристика определяется следующим выражением:

$$h(\tau_1) = 1 + \lambda \frac{g_1 \nu - 1}{\lambda - \nu} e^{-\nu \tau_1} - \nu \frac{g_1 \lambda - 1}{\lambda - \nu} e^{-\lambda \tau_1}, \quad (\text{П.2})$$

где

$$\lambda = \left( d_1 + \sqrt{d_1^2 - 4} \right) / 2; \quad \nu = \left( d_1 - \sqrt{d_1^2 - 4} \right) / 2; \quad (\text{П.2a})$$

$\tau_1 = t / \tau \sqrt{b_2}$  – нормированное время.

Анализ выражения (П.2) показывает, что переходная характеристика может быть монотонной (при  $g_1 \nu \leq 1$ ) или иметь апериодический выброс (в случае  $g_1 \nu > 1$ ), величина которого равна

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{1}{\lambda - \nu} \left[ \lambda (g_1 \nu - 1) e^{-\nu \tau_{\text{IM}}} - \nu (g_1 \lambda - 1) e^{-\lambda \tau_{\text{IM}}} \right] \equiv \\ &\equiv (g_1 \nu - 1) e^{-\nu \tau_{\text{IM}}} \equiv (g_1 \lambda - 1) e^{-\lambda \tau_{\text{IM}}}, \end{aligned} \quad (\text{П.3})$$

где  $\tau_{\text{IM}} = \frac{1}{\lambda - \nu} \ln \frac{g_1 \lambda - 1}{g_1 \nu - 1}$  – время, соответствующее максимуму выброса. (Последние два

тождества легко получаются, если учесть (П.2a), что  $\lambda \cdot \nu = 1$ , или  $\lambda = 1/\nu$ ).

При  $g_1 = 1$  переходная характеристика записывается в виде

$$h(\tau_1) = 1 - e^{-\lambda \tau_1}. \quad (\text{П.4})$$

**Критический режим.** В критическом режиме переходная характеристика имеет вид

$$h(\tau_1) = 1 + \left[ \tau_1 (g_1 - 1) - 1 \right] e^{-\tau_1}. \quad (\text{П.5})$$

При  $g_1 \leq 1$  процесс носит монотонный характер, а в случае  $g_1 > 1$  на вершине переходной характеристики образуется апериодический выброс, величина которого равна

$$\delta = (g_1 - 1)e^{-\frac{g_1}{g_1 - 1}}. \quad (\text{П.6})$$

**Колебательный режим.** В колебательном режиме ( $d_1 < 2$ ) переходная характеристика определяется выражением

$$h(\tau_1) = 1 + B_1 e^{-\chi_1 \tau_1} \sin(\omega_1 \tau_1 - \varphi_1),$$

где  $B_1 = \sqrt{1 + F_1^2}$ ;  $F_1 = (g_1 - \chi_1)/\omega_1$ ;  $\varphi_1 = \arctg(1/F_1)$ ;  $\chi_1 = 0,5d_1$ ;  $\omega_1 = \sqrt{1 - \chi_1^2}$ .

*Величина первого выброса, наибольшего по амплитуде, равна*

$$\delta = \sqrt{1 - 2g_1\chi_1 + g_1^2} \exp\left[\frac{\chi_1}{\omega_1} \left(\arctg \frac{\omega_1 g_1}{g_1 \chi_1 - 1} - \pi\right)\right].$$

Фазовый сдвиг схемы, если ее коэффициент частотных искажений определяется формулой (П.1), равен

$$\varphi(\Omega) = -\arctg \frac{b_1 - a_1 + \Omega^2 a_1 b_2}{1 + \Omega^2 (a_1 b_1 - b_2)} \Omega = -\arctg \frac{M(\Omega)}{N(\Omega)}. \quad (\text{П.7})$$

Производная от фазовой характеристики [25]

$$\varphi'(\Omega) = \frac{M'(\Omega)N(\Omega) - N'(\Omega)M(\Omega)}{M^2(\Omega) + N^2(\Omega)}$$

или

$$\varphi'(\Omega) = c_0 \frac{b_1 - a_1 + c_2 \Omega^2 + c_4 \Omega^4}{1 + d_2 \Omega^2 + d_4 \Omega^4 + d_6 \Omega^6},$$

где  $c_0 = a_1 - b_1$ ;  $c_2 = b_2 - a_1 b_1 + 3a_1 b_2 / (b_1 - a_1)$ ;  $c_4 = (b_2 - a_1 b_1) \times a_1 b_2 / (b_1 - a_1)$ ;  
 $d_2 = (b_1 - a_1)^2 - 2(b_2 - a_1 b_1)$ ;  $d_4 = (a_1 b_1 - b_2)^2 + 2a_1 b_2 / (b_1 - a_1)$ ;  $d_6 = a_1^2 b_1^2$ .

Уравнения, отвечающие наилучшей фазовой характеристике, имеют вид  $c_i = d_i$ .

При фазовой характеристике, описываемой формулой (П.7), обычно выполняется лишь первое условие получения оптимальной фазовой характеристики, т. е.  $c_2 = d_2$ , которое можно записать в виде

$$a_1^3 + 3b_1b_2 - b_1^3 = 0 \quad (\text{П.8})$$

Приведенные формулы использовались при анализе усилительных каскадов, коэффициент частотных искажений которых может быть представлен в общем виде выражением (П.1).

## Приложение 2

### ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Наиболее полные сведения по всем выпускаемым промышленностью транзисторам содержатся в специальных справочниках (см., например [26–29]). Здесь приведены основные параметры некоторых полевых транзисторов, наиболее часто применяемых в видеосуилителях различных датчиков.

Максимально допустимая температура коллекторного перехода высокочастотных транзисторов обычно составляет +85°C. Температура перехода связана с температурой окружающей среды  $t_{\text{ОКР}}^0$  соотношением:

$$t_{\text{ПЕР}}^0 \approx t_{\text{ОКР}}^0 + P_{\text{К}} \lambda_{\text{T}},$$

где  $P_{\text{К}}$  – мощность, рассеиваемая на коллекторе,  $\lambda_{\text{T}}$  – коэффициент ("тепловое сопротивление"), зависящий от конструкции транзистора. У маломощных транзисторов  $\lambda_{\text{T}} = 0,2 \dots 0,5$  град/мА.

# Полевые транзисторы

Таблица 1

Тип транзистора	Примечание	Тип проводимости	Тип канала	Uотс, В	Fш, дБ; [еш, нВ/√Гц]; (f, ГГц) (f, ГГц)	Iнач, мА	S, мА/В	Iут, нА	Сзи, пФ	Сзс, пФ	Предельно-допустимые величины		
											Uс, В	Iс, мА	Pс, мВт
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
2П101(А-Е) 2П103(А-М) 2П104(А-Е) 2П105(А-Г)	Пара Пара	р-п р-п р-п р-п	р р н н	5 0,5...7 0,2...3 0,3...6	10 {1} 3 {1} [0,4 мкВ] (0,1-10)	0,3...5 0,55...12 0,1...3	0,15...0,4 0,7...4 0,35...1	10 10 0,3...1	12 20 4,5	3 8 1,5 2	10 10 25 25	2 -	50 120 45 30
2П201(А-1-Л-1) 2П202(А-2-Е-2) КПС203(А-1-Г-1) 2П301(А-Г)	Пара Пара	р-п р-п р-п МДП	р н н р	0,4...6 0,4...1 0,2...3 2,3...5,4	- [20] {1} [2,5...12] (0,1-10) 2...9,5 (0,1)	0,3...6 0,35...3 0,25...3 0	0,4...3,8 0,5...1 0,5...1 1,2...6	5 1 1 0,3	20 6 6 3,5	8 2 2 1	10 15 15 30	- -	60 30...60 30 200
2П302(А-Г) 2П303(А-И) 2П304А 2П305(А-И)		р-п р-п МДП МДП	н н р н	5...10 0,5...8 5 6	0,2...2,75 4 (0,1) [20...100] {1000} 6,5 (0,25)	3...65 0,5...12 0,003 -	5...7 1...7 4 4...10	10 0,1...5 20 0,001...1	20 6 9 5	8 2 2 0,8	10 25 25 15	24 20 30 15	300 200 200 150
2П306(А-Е) 2П307(А-Ж) 2П308(А-1-Д-1) 2П310(А, Б)	Тетрод	МДП р-п р-п МДП	н н н н	0,2...6 0,5...7 0,2...6 -	2...6 (0,2) 6 (0,4) [20] {1} 5...7 (1)	- 3...25 0,4...1,6 0,35...5	3...8 3...10 1...6,5 3...6	1...5 0,1...1 5 3	4 1,5 6 2,5	1 1,5 2 0,5	20 25 25 8	20 25 20 20	150 250 60 80
2П312(А, Б) 2П313(А-В) КП314А КП315(А, Б)	Пара	р-п МДП р-п р-п	н н н н	0,8...6 6 - 1...5	1,6 (0,4) 7,5 (2,5) - -	1,5...25 5...10 2,5...20 1...20	2 5...10 4 1	10 10 1 8	4 6,8 6 8	1 0,9 2 -	25 15 25 25	25 15 20 -	100 120 200 300
2П316(А-1-И-1) 3П320(А-2, Б-2) 3П321А-2 2П322А	Пара	р-п GaAs GaAs р-п	н н н н	0,3...6 - 1,5...4,5 2,2...12	- 3,2...6 (8) 3,5 (8) 3,3...6 (0,25)	- - - 5...42	0,5 5...16 5 3,2...6,3	1 10...20000 1000 0,03...100	6 0,18 6 0,2	2 0,15 - 0,2	25 4 3 20	- -	60 80 30 200
КП323(А-2, Б-2) 3П324(А-2, Б-2) 3П325А-2	Тетрод	р-п GaAs GaAs	н н н	0,7...6 - 4	[5] {1} 2,5...5 (12); 2...4 (8) 2 (8)	3...12 - -	4...5,8 6...10 5...8	1 1...20000 1000	4 - -	1,2 - -	20 4 2,5	12 -	100 60 25

# транзисторы

Таблица 1 (Продолжение 1)

Тип транзистора	Примечание	Тип проводимости	Тип канала	Uотс, В	Fш, дБ; [еш, нВ/√Гц]; (f, ГГц) (f, ГГц)	Iнач, мА	S, мА/В	Iут, нА	Сзи, пФ	Сзс, пФ	Предельно-допустимые величины		
											Uс, В	Iс, мА	Pс, мВт
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
3П326(А-2, Б-2) КП327(А,Б) 3П328А-2	Тетрод Тетрод	GaAs МДП GaAs	н н н	1...4 2,7 4	4,5...5,5 (17,4) 3...4,5 (-) 3,5...4,5 (8); 1,4 (1)	- 10 -	8 11 4	5000 50 1000	- 2,5 -	- 0,04 -	2,5 18 6	- 10 -	50 200 50
КП329(А,Б) 3П330А-2		р-п GaAs	н н	1,5 1,5...4,5	[20] {1} 3,5 (17,5); 4,5...6 (25)	1 15...50	1...3 5	1 1000	6 -	- -	50 3	- -	250 30
3П331А-2 2П333(А,Б) 2П337(АР,БР)	Пара	GaAs р-п р-п	н н н	2,5...5 1...8 2...6	1,3...2,8 (10) [20] {100} [1] {100}	100...150 - 20...87	25 2...5,8 10...14	150 мА 0,001...100 1	- 6 5,5	- - 2,5	5,5 50 25	- -	250 250 200
2П338АР 3П339 А-2 2П341(АБ)	Пара	р-п GaAs р-п	н н н	0,2...4,5 5 0,4...3	[5] {10} 2,4 (8); 4 (17,4) [1,2] {100}; 2,8 (0,4); 1,8 (0,2) 2 (12)	- 90 4,5...30	5...10 1000 15...30	0,3 1000 1	5 - 5	2 - 1	20 5 15	10 -	60 250 150
3П343А-2 3П344А-2 3П345А-2		GaAs GaAs GaAs	н н н	2...4 - -	1 (4) [1,4] (0,2); [2,8] (0,03)	20 20...60	10 15 15...30	1000 100	- - 0,35	- -	3,5 4,5 4	- -	35 100 80
2П350(А-В) 2П601(А,Б)	Тетрод	МДП р-п	н н	0,1...6 4...12	4...6 (0,4); 4...6 (0,1) 2,6...6 (0,4)	3,5...6 160...400	6 (±1); 0,7 (±2) 40...87	5 10	6 - 6	0,07 -	15 20	30 -	200 2 Вт
3П602(А-2-Д-2) 3П603(А-2, Б-2) 3Г604(А-2-Г-2) 3П605А-2		GaAs GaAs GaAs GaAs	н н н н	- - - 5,5	- - - 3,5 (8)	110...360 400...450 -	20...40 50...80 10...20 30	600000 100000 200000 100000	- - - -	- - - -	7 8 8 6	- -	0,9 Вт 2,5 Вт 0,5 Вт 450
2П701(А,Б) 2П702А КП801(А,Б) 2П802А		МДП МДП р-п р-п	н н н н	- - 25 25	- - (Rси=2,2 Ом)	30 10 -	800...2100 800...2100 600 800	- - 10 0,3 мА	1200 950 -	30 7 -	500 300 65 500	- -	40 Вт 50 Вт 30 40 Вт

# Полевые транзисторы

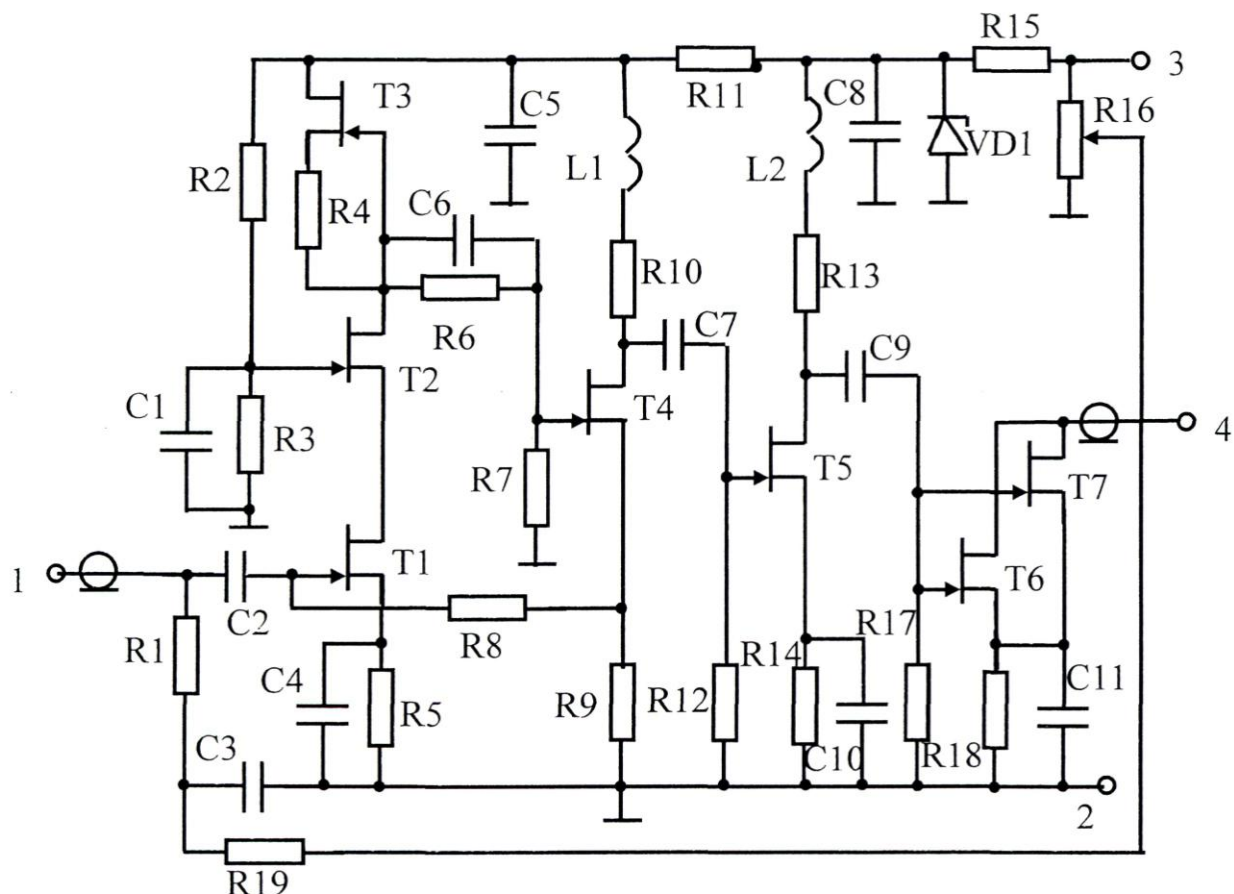
## Полевые Таблица 1 (Продолжение 2)

Тип транзистора	Примечание	Тип проводимости	Тип канала	Uотс, В	Fш, дБ; [еш, нВ/√Πц]; {f, ГГц} {f, Гц}	Iнач, мА	S, мА/В	Iут, нА	Сзи, пФ	Сзс, пФ	Предельно-допустимые величины		
											Uс, В	Iс, мА	Pс, мВт
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
2П1803(А, Б)		МДП	n	-	-	7	700...1200	-	3000	20	800	-	60 Вт
2П1901(А, Б)		МДП	n	-	-	200	30...40	-	100	10	70	4 А	20 Вт
2П1902(А, Б)		МДП	n	-	6 (0,25)	10	10...25	3	11	0,8	50	200	3,5 Вт
2П1903(А, Б)		p-n	n	1...12	[1] {10}	500...700	50...140	100	18	115	15	700	6 Вт
2Г904(А, Б)		МДП	n	-	-	350	250...500	-	30	-	70	-	75 Вт
2П1905(А, Б)		МДП	n	-	6 (1)	20	20...40	-	7	0,8	60	-	4 Вт
2П1907(А, Б)		МДП	n	-	-	100	110...200	-	-	3	60	-	11,5 Вт
2П1908(А, Б)		МДП	n	-	-	25	24...40	-	6,5	0,6	40	-	3,5 Вт
2П1909(А-Г)		МДП	n	-	-	30...200	350...1000	-	225	-	25	-	60 Вт
3П1910(А-2,Б-2)		GaAs	n	-	-	800...2000	50...300	1 мА	-	-	7	-	3 Вт
2П1911(А, Б)		МДП	n	-	-	1...150	200...600	-	80	-	25	-	30 Вт
2П1912(А, Б)		МДП	n	-	-	0,1...20	800...2200	-	500	16	60	-	40 Вт
2П1913(А, Б)		МДП	n	-	-	300	100...250	1000	400	-	50	-	100 Вт
2П1914(А, Б)		p-n	n	8...30	3,4...69 (200); 4...6 (250)	100...250	10...30	100	10	2,5	50	-	2,5 Вт
3П1915(А-2, Б-2)		GaAs	n	-	-	-	300...350	1 мА	-	-	7	-	12 Вт
2П1918(А, Б)		МДП	n	-	-	60	550...700	100	130	-	45	-	45 Вт
2П1920(А, Б)		МДП	n	-	-	100	1000...2300	-	400	-	50	-	130 Вт
КП1921А		МДП	n	-	-	2500	800...1500	10 мкА	-	-	45	-	15 Вт
2П1922(А, Б)		МДП	n	-	-	2	1000...2100	-	2000	1200	100	10 А	75 Вт
2П1923(А-Г)		МДП	n	-	-	25...50	350...1000	100	400	-	50	-	50...100 Вт

### Приложение 3

#### ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ДАТЧИКА НА КАДМИКОНЕ

В качестве примера приводится практический видеосуилитель [30], разработанный для датчика на телевизионной трубке типа кадмикон. Кадмикон это радиационно-стойкий видикон, способный работать при интенсивностях излучений до  $(2-50) \cdot 10^6$  рад. Характерной особенностью усилителя является то, что он полностью реализован на полевых транзисторах. Благодаря чему он является более радиационно-стойким по



сравнению с усилителями, выполненными с применением биполярных транзисторов. Он состоит из четырех каскадов усиления. Первые два каскада охвачены глубокой параллельной отрицательной обратной связью по напряжению, которая эффективно корректирует высокочастотные искажения и делает малым входное сопротивление усилителя, что значительно упрощает его настройку. Первый каскад выполнен на трех триодах, включенных по каскодной схеме с динамической нагрузкой. Последний каскад выполнен на двух параллельно включенных транзисторах, включенных по схеме с общим истоком. Согласованная нагрузка каскада включена на выходе кабеля. Все транзисторы – полевые триоды типа КП303. Шумы усилителя с каскодом на входе определяются в основном шумами транзисторов T1 и T2 примерно в равной степени.



Усилитель предназначен для работы от кадмикона типа ЛИ-471-3, имеющего номинальный ток сигнала 0,2 мкА и выходную паразитную емкость 10-15 пФ.

В полосе усиливаемых частот 6,5 МГц видеоусилитель имеет при указанных параметрах отношение сигнал-шум, равное 100-130.

## МАЛОШУМЯЩИЙ ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ СУПЕРКРЕМНИКОНА

Видеоусилитель предназначен для работы совместно с телевизионной передающей трубкой, имеющей выходную емкость 20 пФ. В видеоусилителе осуществлена простая противозумовая коррекция. Измеренный шумовой ток, приведенный ко входу, составил 1,3 нА в полосе частот 2 МГц. Усилитель состоит из шести каскадов, объединенных по постоянному току в две тройки, содержащих параллельные отрицательные обратные связи по постоянному току, служащие для стабилизации режима.

В первом каскаде ( $V_1$ ,  $V_2$ ) соединены параллельно два полевых транзистора типа КП303Е, что позволило уменьшить примерно на 10 % собственные шумы видеоусилителя. Здесь же применена отрицательная обратная связь ( $R_3-C_3$ ) по переменному току, которая эффективно корректирует высокочастотные искажения и делает малым входное сопротивление каскада, благодаря чему усилитель проще настраивать от генератора тока.

Замена полевых транзисторов типа КП303 на более современные (КП341) позволит уменьшить шумы видеоусилителя более чем в два раза.

Видеоусилитель используется в телевизионной камере оптико-электронного комплекса "Окно" системы контроля космического пространства [31].

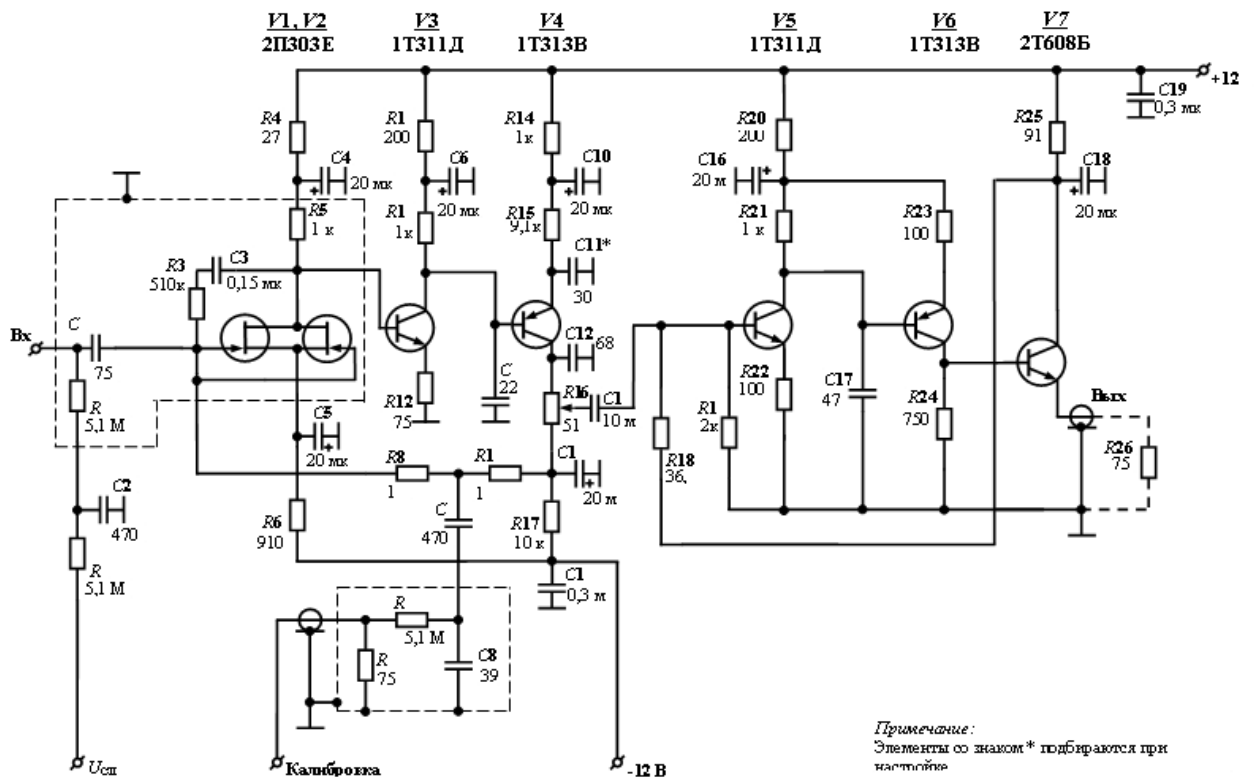


Рис. П4

## **ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ СО СЛОЖНОЙ ПРОТИВОШУМОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ**

В свое время был разработан видеоусилитель со сложной противошумовой коррекцией для суперкремникона, имеющего выходную емкость 40 пФ, для полосы частот усиливаемых сигналов 4 МГц. Его шумовой ток, приведенный ко входу (ко входному току сигнала) равен 1,5 нА. Ниже на рисунке приведена схема этого видеоусилителя.

Видеоусилитель выполнен на полевых и биполярных транзисторах.

Он состоит из трех групп каскадов, в которых применены гальванические связи и глубокие отрицательные обратные связи по постоянному току с целью стабилизации режима работы. Фильтр применен для формирования частотной характеристики усилителя.

Основная особенность видеоусилителя состоит в том, что для уменьшения шумов усилителя в первом каскаде применены пять транзисторов, соединенные параллельно друг с другом, глубокая параллельная отрицательная обратная связь по напряжению и сложная противошумовая коррекция.

Включением индуктивного дросселя  $Dp1$  во входной цепи усилителя создается сложный контур, позволяющий дополнительно поднять коэффициент усиления в области верхних частот, что положительно сказывается на отношении сигнал-шум. Индуктивный дроссель  $Dp2$ , включенный на выходе каскада транзистора  $V6$ , создает с другими элементами цепь, корректирующую предискажения, вносимые сложной входной цепью видеоусилителя. Общая плавная коррекция высокочастотных искажений осуществляется обратной связью через резистор  $R4$ .

Замена полевых транзисторов в этом усилителе на современные (например, на КП341) позволит улучшить его шумовые свойства более чем в два раза.

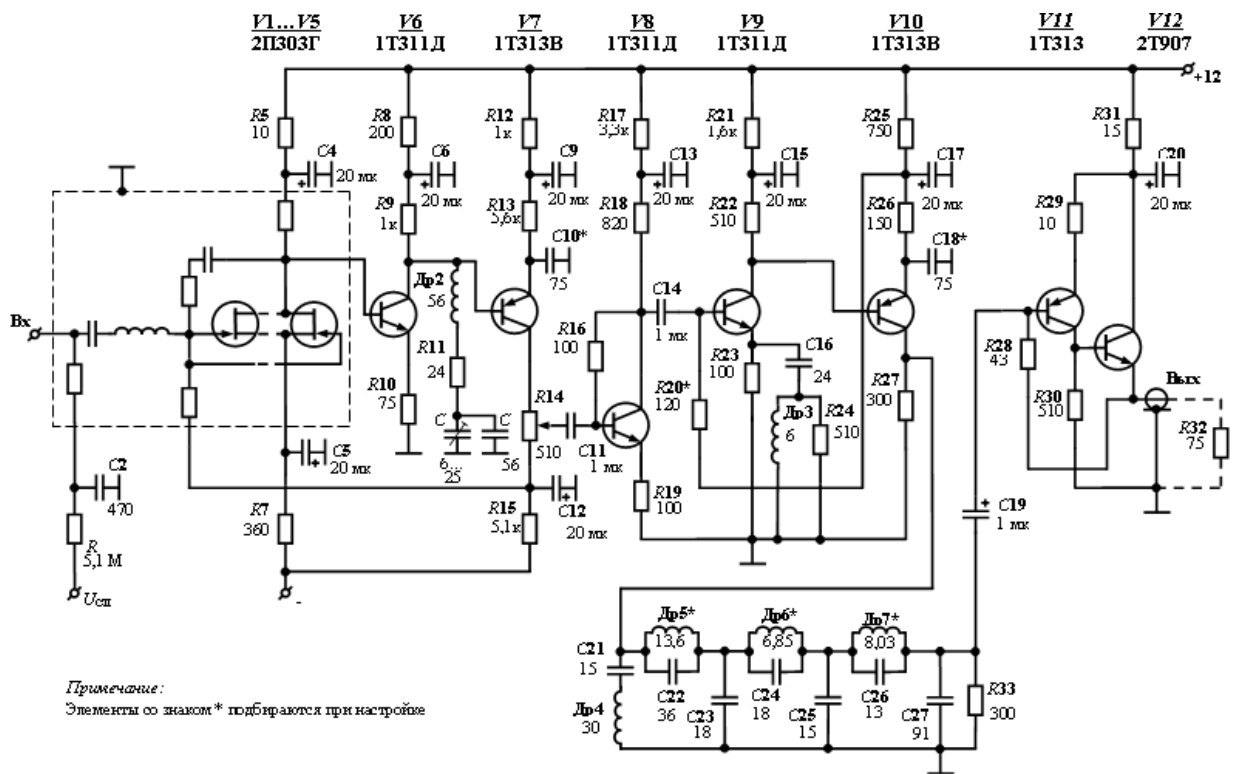


Рис. II

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пустынский И.Н. Транзисторные видеоусилители. – М.: Сов. радио, 1973. – 176 с.
2. Жалуд В. и Кулешов В.Н. Шумы в полупроводниковых устройствах / Под ред. А.К. Нарышкина. – М.: Советское радио, 1977. – 416 с.
3. Ван дер Зил А. Шум. Источники, описание, измерение / Пер. с англ. В.Н. Кулешова и Д.П. Царапкина; Под ред. А.К. Нарышкина. – М.: Советское радио, 1973. – 228 с.
4. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
5. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов / Пер. с англ.; Под ред. В.В. Макарова. – Л.: Энергия, 1975. – 304 с.
6. Ризкин А.А. Основы теории и расчета электронных усилителей. – М.: Энергия, 1965. – 462 с.
7. Лурье О.Б. Усилители видеочастоты / Изд. 2. – М.: Сов. радио, 1961. – 675 с.
8. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов: Сб. статей. – М.: Связь, 1967. – 246 с.
9. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
10. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977. – 360 с.
11. Мэзон С. и Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы. – М.: ИЛ, 1963. – 620 с.
12. Klassen F.M., Prins J. Noise of field-effect transistors at very high frequencies. // IEEE transactions. – 1969. – V. ED-16. – № 11. – Pp. 952-957.
13. Полевые транзисторы. Физика, технология и применение / Пер. с англ.; Под ред. д.т.н. С.А. Майорова. – М.: Советское радио, 1971. – 374 с.
14. Казанцев Г.Д., Курячий М.И., Пустынский И.Н. Измерительное телевидение: Учебное пособие для вузов. – М.: Высш. школа, 1994. – 288 с.
15. Масленников В.Н. О предельной чувствительности видеоусилителя на биполярном транзисторе // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М., 1975. – Вып. 15. – С. 15-18.
16. Джиллеспи А.Б. Сигнал, шум, и разрешающая способность усилителей. – М.: Атомиздат, 1964. – 164 с.
17. Масленников В.Н. Чувствительность предусилителя телевизионной камеры с несколькими активными элементами во входном каскаде. // Широкополосные усилители: Труды ТИАСУР. – Томск. – 1975. – Вып. 4. – С. 149–158.

18. Полупроводниковые формирователи сигналов изображения / Под ред. П. Йесперса, Ф. Ван де Виле и М. Уайта. – М.: Мир, 1979. – 573 с.
19. Gilbert В. A New Wide-Band Amplifier Technique. // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1968. – V. SC-3. – № 4. – P. 393–365.
20. Ламекин В.Ф. Широкополосные интегральные усилители / Под ред. С.Я. Шаца. – М.: Советское радио, 1980. – 223 с.
21. Красильников И.Н. Помехоустойчивость телевизионных устройств. М.: Госэнергоиздат, 1961. – 267 с.
22. Гуревич С.Б. Эффективность и чувствительность телевизионных систем. – М., Л.: Энергия, 1964. – 344 с.
23. Пустынский И.Н., Слободян С.М.. Диссекторные следящие системы. – М.: Радио и связь, 1984. – 136 с.
24. Михалков К.В. Основы телевизионной автоматики. – М.: Энергия, 1967. – 284 с.
25. Лурье О.Б. Усилители видеочастоты. – М.: Сов. радио, 1955. – 280 с.
26. Транзисторы: Справочник / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Связь, 1969. – 623 с.
27. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.
28. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник / А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 640 с.
29. Отраслевой руководящий документ. Полупроводниковые приборы народнохозяйственного назначения. Транзисторы: Сб. справочных листов РД 11 0817.8-97. – С.-Пб.: РНИИ "Электронстандарт", 1997. – 262 с.
30. Коновалов В.Ф., Пустынский И.Н., Курячий М.И. Телевизионная камера на видиконе с повышенной радиационной стойкостью / Современные проблемы развития телевизионных фотоэлектронных приборов: Тезисы докладов н.-т. юбилейной конференции, посвященной 60-летию ЦНИИ "Электрон". – С.-Пб.: ЦНИИ "Электрон", 2006. – С. 65-66.
31. Верешкин А.Е. Телевизионная аппаратура оптико-электронного комплекса "Окно" // Вопросы радиоэлектроники. Серия "Техника телевидения". – Вып. 1. – СПб: ФГУП "НИИТ", 2006. – С. 93-102.

## ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$a_0$  – коэффициент обратной связи,

$C_{зи}, C_{зс}$  – емкости участков затвор-исток и затвор-сток,

$f_B$  – верхняя граничная частота полосы пропускания,

$f_H$  – нижняя граничная частота полосы пропускания,

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт с / град – постоянная Больцмана,

$K_U$  – коэффициент усиления по напряжению,

$K_{U0}$  – коэффициент усиления по напряжению на средних частотах,

$m$  – параметр коррекции,

$q_{эл} = 1,6 \cdot 10^{-19}$  к – заряд электрона,

$Q_{п}$  – импульсная эффективность коррекции,

$Q_{ч}$  – эффективность коррекции (выигрыш в площади усиления),

$r_{ш}$  – эквивалентное сопротивление,

$S$  – крутизна входной характеристики,

$T^\circ$  – абсолютная температура (°К),

$t_{и}$  – длительность импульса,

$t_H$  – время нарастания фронта в некорректированном усилительном каскаде,

$t_{HK}$  – время нарастания фронта в корректированном усилительном каскаде,

$\tau_H$  – постоянная времени в цепи нагрузки каскада,

$\tau_\phi$  – постоянная времени фильтра в цепи питания,

$\omega$  – угловая частота.