

УДК 621.391.822:621.375.1

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ, ВЫПОЛНЕННОГО ПО КАСКОДНОЙ СХЕМЕ С ДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

В. Н. Масленников

Томский университет систем управления и радиоэлектроники

E-mail: vnmas@mail.tusur.ru

Рассмотрено относительное влияние активных элементов на шумы каскодной схемы видеосуилителя при резистивной нагрузке и при использовании активного элемента в качестве динамической нагрузки каскада. Сделан вывод о том, что в обоих случаях второй транзистор каскодной схемы вносит незначительную долю в шумы усилителя по сравнению с первым. Вклад шумов активного элемента динамической нагрузки значительно превышает вклад традиционной резистивной нагрузки каскада и практически удваивает по мощности шумы, обусловленные первым активным элементом.

Каскодная схема (каскод) была предложена в свое время в видеосуилителях на электровакуумных радиолампах для уменьшения влияния проходной емкости и связанного с этим увеличения устойчивости усилителя. Она представляет собою усилительный каскад, в котором вместо одного триода включены последовательно два, первый из которых – с общим катодом, другой – с общей сеткой. Благодаря тому, что нагрузкой первой лампы в аноде является цепь катода второй, напряжение сигнала, как известно, лишь инвертируется (при идентичных усилительных элементах), и потому проходная емкость всего лишь удваивается в составе суммарной эквивалентной входной емкости усилителя, в то время как в обычной схеме с общим катодом она увеличивается в (K_U+1) раз, где K_U – коэффициент усиления первого триода по напряжению.

Каскодная схема широко применяется и в схемах на транзисторах – как биполярных, так и полевых [1, 2].

В видеосуилителях телевизионных камер, выполненных на электровакуумных передающих телевизионных трубках, которые пока еще в некоторых условиях незаменимы, во входных каскадах применяются полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом как лучшие по шумовым свойствам и радиационной стойкости.

Всякий раз при конструировании уникальных камерных видеосуилителей возникает вопрос о влиянии на шумы второго транзистора (с общим затвором), а с применением еще одного транзистора в качестве динамической нагрузки каскада возникает вопрос и о его шумовом вкладе. В литературе можно найти сведения для конкретных ситуаций, но убедительного принципиального ответа для общего случая не встречается: несмотря на кажущуюся простоту схемы исследования анализ совсем не прост.

Цель данного материала – оценить относительное влияние усилительных элементов на шумы усилителя. Поэтому другие источники шумов усилителя не анализируются.

По каскодной схеме нередко выполняется первый каскад видеосуилителя. Рассматривается работа такой схемы для случая ее работы от источника тока сигнала с емкостным выходным сопротивле-

нием (передающая телевизионная трубка) в полосе частот порядка 10 МГц при условии выполнения в видеосуилителя простой противозумовой коррекции, заключающейся в увеличении активного сопротивления входной цепи и последующей коррекции связанных с этим частотных искажений.

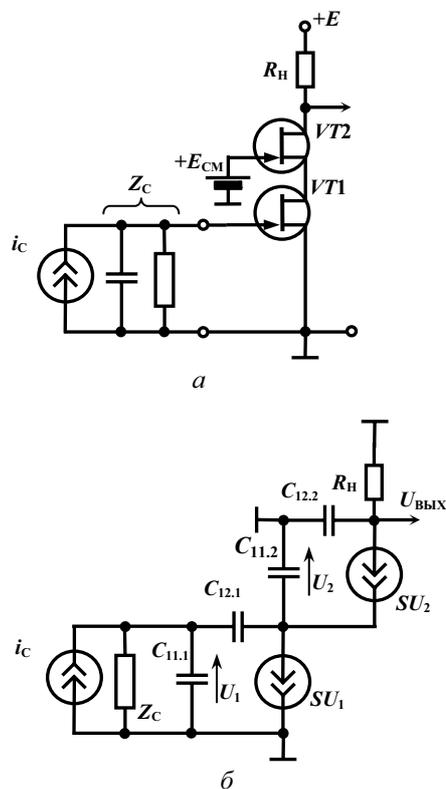


Рис. 1. Каскодная схема усиления: а) принципиальная схема; б) ее эквивалент

На рис. 1 приведены схема каскода с входной цепью видеосуилителя и некоторый схематичный динамический ее аналог. Схема представлена только принципиальными для нашего случая элементами транзисторов: паразитными емкостями (входной и проходной) C_{11} , C_{12} и управляемым источником тока SU . Источник сигнала – генератор тока сигнала i_c и эквивалентным комплексным сопротивлением Z_c , в котором могут быть учтены и сопротивления цепей смещения. Сопротивление

нагрузки каскода – R_H . $U_{\text{ВЫХ}}$ – выходное напряжение. E и $E_{\text{СМ}}$ – напряжение питания и смещения. Внутренними сопротивлениями исток – сток транзисторов (R_i) пренебрегается.

После некоторого упорядочения эквивалентную схему можно представить рис. 2, где показаны также источники основных шумов полевых транзисторов (тепловые шумы канала транзистора) $i_{\text{ш}i}$, включенные параллельно участкам исток – сток, и тепловые шумы нагрузки $i_{\text{ш}H}$.

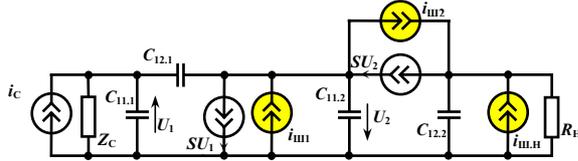


Рис. 2. Шумовая эквивалентная схема каскода

Схему еще более можно упростить, учитывая, что для второго усилительного элемента первый можно представить его эквивалентными выходным сопротивлением и источником шума. Не интересуясь «потерявшимся» источником сигнала, можно соотнести между собой шумы элементов. Схема в данном случае может быть представлена рис. 3. При этом имеют место обозначения:

$$Z_{\parallel} = Z_{\text{ВЫХ},1} \parallel x_{11,2} \text{ и } Z_H = R_H \parallel x_{12,2},$$

где в общем виде $x=1/j\omega C$ при соответствии индексов величин x и C .

Только на изображении управляемых источников тока SU направление стрелок имеет значение и связано с полярностью источников напряжения U .

В результате преобразований (строгих, без пренебрежений) получена довольно простая для анализа схема. Для того чтобы определить влияние шумов второго транзистора, а также шумов нагрузки каскода, достаточно оценить их вклад в общее значение шума, найденное на выходе схемы.

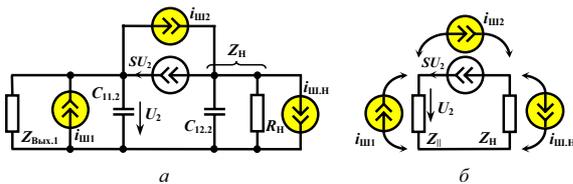


Рис. 3. Преобразованная схема каскода: а) первая ступень представлена эквивалентным выходным сопротивлением и источником шума; б) та же схема при объединенных параллельно соединенных сопротивлениях

Для шумов первого каскада по принципу суперпозиции из рис. 3 можно записать соотношение

$$(i_{\text{ш}1} - S_2 U_2) Z_{\parallel} = U_2,$$

из которого определяется входное напряжение верхнего транзистора

$$U_2 = i_{\text{ш}1} \frac{Z_{\parallel}}{1 + S_2 Z_{\parallel}},$$

откуда следует, что напряжение на нагрузке, обусловленное шумами первого транзистора,

$$U_{\text{Ш1,ВЫХ}} = S_2 U_2 \cdot Z_H = i_{\text{ш}1} S_2 \frac{Z_{\parallel} Z_H}{1 + S_2 Z_{\parallel}}.$$

Таким же образом можно найти с помощью уравнения

$$(i_{\text{ш}2} - S_2 U_2) Z_{\parallel} = U_2$$

выходное напряжение шумов второго транзистора

$$U_{\text{Ш2,ВЫХ}} = (i_{\text{ш}2} - S_2 U_2) Z_H = i_{\text{ш}2} \frac{Z_H}{1 + S_2 Z_{\parallel}}.$$

Напряжение шумов нагрузки в той же точке будет равно

$$U_{\text{ШН,ВЫХ}} = i_{\text{ш}H} Z_H.$$

Отсюда общее среднеквадратическое значение напряжения шума в элементарной полосе частот на выходе схемы:

$$\begin{aligned} \sqrt{dU_{\text{Ш,ВЫХ}}^2} &= \sqrt{\sum_i dU_{\text{Ш}i,\text{ВЫХ}}^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{S_2 Z_H Z_{\parallel}}{1 + S_2 Z_{\parallel}} \right)^2 \left\{ \overline{di_{\text{ш}1}^2} + \overline{di_{\text{ш}2}^2} / (S_2 Z_{\parallel})^2 + \overline{di_{\text{ш}H}^2} \left(\frac{1 + S_2 Z_{\parallel}}{S_2 Z_{\parallel}} \right)^2 \right\}}. \end{aligned}$$

Не останавливаясь на рассмотрении выходного напряжения шумов, стоит обратить внимание на то, что в фигурных скобках записано значение квадрата тока, приведенного к шумовому току первого транзистора, учитывающее все рассмотренные шумы:

$$\overline{di_{\text{ш}1,\text{ЭКВ}}^2} = \overline{di_{\text{ш}1}^2} + \overline{di_{\text{ш}2}^2} / (S_2 Z_{\parallel})^2 + \overline{di_{\text{ш}H}^2} \left(\frac{1 + S_2 Z_{\parallel}}{S_2 Z_{\parallel}} \right)^2. \quad (1)$$

Учитывая, что квадрат тока тепловых шумов нагрузки

$$\overline{di_{\text{ш}H}^2} = 4kT \frac{1}{R_H} df$$

и эквивалентного шумового тока транзистора [3]

$$\overline{di_{\text{ш}i}^2} = S_i^2 \overline{de_i^2} = S_i^2 \cdot 4kT r_{\text{ш}i} df,$$

где $k=1,38$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К; $r_{\text{ш}i}$ – эквивалентное сопротивление i -го полевого транзистора, нетрудно из (1) найти значение эквивалентного сопротивления шумов рассмотренной схемы

$$r_{\text{ш,ЭКВ}} = r_{\text{ш}1} + r_{\text{ш}2} / (S_1 Z_{\parallel})^2 + \frac{1}{S_1^2 R_H} \left(\frac{1 + S_2 Z_{\parallel}}{S_2 Z_{\parallel}} \right)^2. \quad (2)$$

Таким образом, второй усилительный элемент может быть представлен нешумящим, а влияние его шумов так же, как и шумов нагрузки, можно учесть поправкой к эквивалентному источнику шума 1-го транзистора или к его сопротивлению шумов.

Из (1) и (2) можно легко оценить вклады шумов. Учитывая, что Z_{\parallel} представляет собой относительно большую величину (Приложение), можно сделать главный вывод, что верхний транзистор каскода практически не добавляет шумов, а шумы нагрузки вносят такую же добавку, как в схеме с общим истоком (значение дроби в скобках (2) близко к единице).

Вместо резистора нагрузки иногда включают транзистор с замкнутыми накоротко по переменному току полюсами затвор – исток (рис. 4): при том же падении напряжения от источника питания можно получить большее динамическое сопротивление нагрузки каскада, что приводит к увеличению коэффициента усиления на средних частотах и желаемому увеличению глубины параллельной отрицательной обратной связи, которая нередко применяется в телевизионных камерных видеоусилителях. Такой двухполюсник называют динамической нагрузкой.

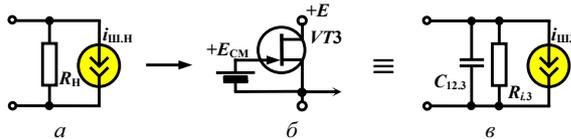


Рис. 4. Замена нагрузки: а) резистивная; б) динамическая; в) эквивалент динамической нагрузки

При замене R_n на $R_{13} \parallel X_{12,3}$ (см. рис. 4) на рис. 3 вместо сопротивления Z_n будет включено сопротивление $R_{13} \parallel X_{12,2} \parallel X_{12,3}$ соединенных параллельно элементов R_{13} , $C_{12,2}$ и $C_{12,3}$.

Теперь из рис. 3 нетрудно найти значение эквивалентного сопротивления шумов для каскада с динамической нагрузкой, подобно формуле (2):

$$r_{ш.экр} = r_{ш1} + r_{ш2} / (S_1 Z_{ш1})^2 + r_{ш3} \left(\frac{S_3}{S_1} \right)^2 \left(\frac{1 + S_2 Z_{ш1}}{S_2 Z_{ш1}} \right)^2, \quad (3)$$

где индекс 3 указывает на отношение к третьему транзистору.

Выражение (3) наглядно представляет вклады шумов всех усилительных элементов. Для шумов второго транзистора ничего не изменилось. Шумы же третьего оказываются существенными. Например, при идентичных параметрах всех трех транзисторов сопротивление шумов третьего транзистора в лучшем случае один к одному добавляется к сопротивлению шума первого. Добавка зависит от соотношения величин S_1 и S_3 .

Следует также отметить, что шумы динамической нагрузки дают больший вклад по сравнению с шумом резистора, применяемого в качестве нагрузки [сравните (2) и (3)]. Последнее в одинаковой мере распространяется как на каскод, так и на обычную схему с общим истоком.

Рассмотренная схема моделировалась в среде Electronics Workbench.

Как и предполагалось, неучет внутреннего сопротивления транзисторов R_i качественно не меняет результатов исследования, т. к. в первом каскаде сопротивления R_i шунтируется малым входным сопротивлением нагружающей его части схемы (примерно равным $1/S$), а во втором – сопротивлением нагрузки.

Так, даже принимая величину внутреннего сопротивления $R_i=1$ кОм, включаемого в эквивалентной схеме параллельно управляемым источникам тока $S_i U_i$ в цепях обоих транзисторов, получаем изменение отношения коэффициентов передачи

от эквивалентных шумовых токов $i_{ш1}$ и $i_{ш2}$ на выход схемы с 13,5 до 6,5, при значении параметров: $C_c=10$ пФ, $S=10$ мА/В, $C_{11}=5$ пФ, $C_{12}=1$ пФ (характерно для транзистора КП341), $R_{ш1}=1$ кОм на частотах до 10 МГц, то есть вклад источника шумов второго активного элемента $i_{ш2}$ в выходное напряжение остается значительно меньшим по сравнению с источником $i_{ш1}$.

Все соотношения справедливы и для электронных ламп. Шумы биполярных транзисторов требуют дополнительного рассмотрения, так как основные их шумы представляются двумя источниками, в цепи базы и в цепи коллектора.

Наконец, анализ (4) и моделирование показывают, что все соотношения вкладов активных элементов в шумы усилителя остаются в силе и при малых сопротивлениях источника сигнала (50 Ом).

Приложение. Выходное сопротивление нижней ступени каскода по рис. 1.

Чтобы найти выходное сопротивление, удобнее всего подключить на выход рассматриваемой части схемы (рис. 5) пробный генератор переменного тока I , найти ответное напряжение и по закону Ома определить искомое сопротивление.

Используя принцип суперпозиции, можно, следуя рис. 5, записать очевидную систему уравнений:

$$\begin{cases} U_{вых.1} = (I_0 - S_1 U_1)(X_{12,1} + Z_{вых.Σ}), \\ U_1 = (I_0 - S_1 U_1)Z_{вых.Σ}, \end{cases}$$

откуда определится величина

$$Z_{вых.1} = U_{вых.1} / I_0 = \frac{X_{12,1} + Z_{вых.Σ}}{1 + S_1 Z_{вых.Σ}}, \quad (4)$$

где $Z_{вых.Σ} = Z_c \parallel X_{11,1}$ (см. рис. 5).

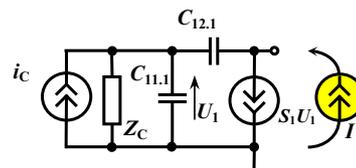


Рис. 5. Часть схемы усилителя, нагружаемая второй ступенной каскода

По (4) можно судить о величине $Z_{вых.1}$. На высоких частотах, когда сильно уменьшается $Z_{вых.Σ}$, $Z_{вых.1}$ – сравнительно велико, порядка $|X_{12,1}|$. На низких частотах оно примерно равно $(1/S_1)(X_{12,1}/Z_{вых.Σ})$.

В схеме рис. 3 переменной $Z_{ш1}$ обозначено сопротивление параллельно соединенных элементов, обозначенных $Z_{вых.1}$ и $C_{11,2}$, имеющих довольно большие сопротивления. Шунтирование емкостью $C_{11,2}$ выходного сопротивления качественно не меняет дела. Величина $Z_{ш1}$ остается того же порядка, что и $Z_{вых.1}$. Произведение $S_2 Z_{ш1}$, встречающееся в формулах (2) и (3), – много больше единицы пока $S_2 X_{12,1} \gg 1$, то есть пока частота $f \ll S_2 / 2\pi C_{12,1}$. Так, при применении полевых транзисторов типа КП341 это произведение не может быть меньше отношения C_{11}/C_{12} , которое равно примерно пяти.

Резюме. Рассмотрено относительное влияние активных элементов на шумы каскодной схемы видеоусилителя при резистивной нагрузке и при использовании активного элемента в качестве динамической нагрузки каскада. Показано, что в обоих случаях второй транзистор каскодной схемы вносит незначительную долю в шумы усилителя по

сравнению с первым (<10 %). Вклад шумов активного элемента динамической нагрузки значительно превышает вклад традиционной резистивной нагрузки каскада и при однотипности всех трех активных элементов практически удваивает по мощности шумы, обусловленные первым активным элементом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Добрецов А.И. Широкополосный усилитель с большим коэффициентом усиления / А.И. Добрецов, В.А. Каржавин, Ю.А. Туфлин // Приборы и техника эксперимента. – 1978. – № 1. – С. 88–90.
2. Шустов М.А. Практическая схемотехника. В 5 кн. Кн. 1. 450 полезных схем радиолюбителям: сборник. – М.: Альтекс-А, 2003. – 352 с. – С. 44–53. – Библиогр.: с. 336-351. – ISBN 5-94271-002-3.
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.

Поступила 07.12.2006 г.

УДК 621.372.57

АКТИВНЫЕ ЧАСТОТНО-РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В.П. Довгун, В.В. Новиков

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск
E-mail: vdovgun@emf.krgtu.ru

Предложен метод синтеза аналоговых частотно-разделительных устройств на основе волновых фильтров. Рассмотрены различные варианты конфигураций таких фильтров. Показано, что частотно-разделительные фильтры, синтезированные в соответствии с предложенным методом, имеют минимальный порядок.

При передаче и обработке сигналов часто возникает необходимость в использовании частотно-разделительных устройств, предназначенных для разделения спектра сигнала на неперекрывающиеся части. Такие устройства называют направленными фильтрами или мультиплексерами [1, 2]. Вопросы применения направленных фильтров в радиотехнических системах и устройствах подробно рассмотрены в монографии [1].

Частным случаем мультиплексеров являются двухканальные частотно-разделительные устройства – диплексеры. Диплексер реализует две передаточных функции, отвечающих условию

$$|H_1(j\omega)|^2 + |H_2(j\omega)|^2 \leq 1.$$

Диплексеры являются базовыми элементами при построении частотно-разделительных устройств с любым числом каналов.

О важности проблемы синтеза направленных фильтров говорит значительное число работ, в которых обсуждаются различные аспекты теории и проектирования таких структур [1, 3–8]. Особо следует отметить работу [7], в которой рассмотрен общий метод расчета передаточных функций направленных фильтров с максимально плоскими амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) и регулируемым затуханием на частоте пересече-

ния АЧХ. Вопросы реализации разветвляющих фильтров на основе параллельного или последовательного соединения пассивных LC фильтров, реализующих отдельные передаточные функции, рассмотрены в [4–6]. Такой подход не является оптимальным, так как каждая передаточная функция реализуется отдельным фильтром, и результирующая цепь имеет высокий порядок. В статье [8] предложен метод синтеза диплексеров в форме реактивного шестиполосника. Однако примеры, приведенные в [8], показывают, что число реактивных элементов в синтезируемом многополоснике значительно превышает порядок реализуемых передаточных функций.

В настоящей работе рассмотрен метод реализации диплексеров, основанный на использовании аналоговых волновых фильтров (ВФ). Предлагаемый подход позволяет получить частотно-разделительные фильтры минимального порядка. Он пригоден для проектирования как активных (ARC), так и пассивных (LC) частотно-разделительных устройств.

Волновой фильтр представляет неуравновешенный многополосник, реализующий одновременно четыре передаточные функции (рис. 1). Связь между напряжениями на внешних зажимах волнового фильтра определяется уравнениями в передаточных