

Министерство образования и науки Российской Федерации
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра средств радиосвязи (СРС)

И.А. Колесов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

**Методические указания
по курсовому проектированию**

*Рекомендовано УМО по образованию в области
телекоммуникаций в качестве учебного пособия для студентов
высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки
дипломированных специалистов 210400 — Телекоммуникации*

2011

Рецензенты: доцент кафедры средств радиосвязи ТУСУРа
Кологривов В.А.;
д-р техн. наук, профессор кафедры, заведующий
кафедрой радиоэлектроники Томского
государственного университета
Дунаевский Г.Е.

Корректор: Осипова Е.А.

Колесов И.А.

Проектирование аналоговых устройств: Методические указания по курсовому проектированию. — Томск: Факультет дистанционного обучения ТУСУР, 2011. — 208 с.

Излагаются методические рекомендации по выполнению малоформатных курсовых проектов (с объемом работы по проектированию до 40—50 часов) на базе операционных усилителей. Даются краткие теоретические сведения о базовых схемотехнических решениях функциональных модулей аналоговых устройств на операционных усилителях и соотношения для расчета их характеристик. Описываются критерии выбора операционных усилителей, сведения по распределению допустимых искажений по каскадам аналоговых устройств, порядок расчета устройств и расчет итоговых характеристик спроектированного устройства. Формулируются требования к моделированию разрабатываемых устройств, к оформлению курсового проекта. Приводятся краткие справочные сведения по выбору элементной базы.

Пособие предназначено для студентов специальностей 210402 — «Средства связи с подвижными объектами», 210405 — «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» направления 210400 — «Телекоммуникации» (дисциплина «Проектирование аналоговых устройств»). Пособие может быть использовано студентами всех специальностей этого направления. Оно будет полезно при курсовом и дипломном проектировании аналоговых электронных устройств студентам других направлений подготовки специалистов радиотехнического профиля (090000 — «Информационная безопасность»; 100000 — «Сфера обслуживания», специальность 100101 — «Сервис»; 160000 — «Авиационная и ракетно-космическая техника»; 190000 — «Транспортные средства»; 210000 — «Электронная техника, радиотехника и связь»; 220000 — «Автоматика и управление»; 230000 — «Информатика и вычислительная техника»).

© Колесов И.А., 2011

© Факультет дистанционного
обучения ТУСУР, 2011

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	7
1 Введение	9
2 Значение, общая характеристика курсового проектирования и отчетность	11
2.1 Значение курсового проектирования	11
2.2 Общая характеристика проектирования	15
2.3 Организация работы и отчетность	16
2.4 Взаимодействие студентов с преподавателем в нетиповых ситуациях.....	20
3 Задания на курсовое проектирование.....	21
3.1 Задания на курсовое проектирование	21
3.2 Характеристика заданий.....	21
3.3 Задачи курсового проектирования	23
4 Рекомендации по подготовке к началу проектирования.....	25
5 Основные технические характеристики аналоговых усилителей.....	28
5.1 Испытательные сигналы для оценки основных характеристик	28
5.2 Искажения, вносимые усилителем гармонических сигналов	29
5.3 Искажения, вносимые усилителем импульсных сигналов.....	39
6 Базовые каскады аналоговых устройств на операционных усилителях.....	43
6.1 Операционные усилители. Основные параметры и характеристики.....	43
6.1.1 Операционные усилители (ОУ)	43
6.1.2 Основные параметры ОУ.....	43
6.2 Базовые каскады с равномерными АЧХ на ОУ с внутренней коррекцией. Основные свойства	53
6.2.1 Неинвертирующий каскад.....	53
6.2.2 Инвертирующий каскад.....	62
6.3 Влияние второго полюса диаграммы Боде ОУ на характеристики базовых каскадов с равномерными АЧХ	65

6.4	Шумовые модели базовых каскадов на ОУ. Отношение сигнал/шум.....	68
6.4.1	Собственные шумы устройства	68
6.4.2	Шумовая модель ОУ	68
6.4.3	Шумовая модель каскада	69
6.5	Отношение сигнал/шум	71
6.6	Смещение нуля. Оценка коэффициента гармоник	74
6.6.1	Смещение нуля на выходе ОУ	74
6.6.2	Оценка коэффициентов гармоник базовых каскадов.....	77
7	Другие каскады с равномерными АЧХ	83
7.1	Фазоинверсный каскад	83
7.2	Самобалансирующийся каскад с симметричным входом и симметричным выходом	84
7.3	Каскад с симметричным входом и несимметричным выходом.....	85
7.4	Взвешенный многовходовый сумматор	89
7.5	Простейшие фильтры.....	91
7.5.1	Фильтры подавления помех	91
7.5.2	Простейший фазовый фильтр	93
7.5.3	Режекторный $2T$ -фильтр	94
8	Базовые каскады с неравномерными АЧХ. Корректоры	96
8.1	Назначение корректоров.....	96
8.2	Корректоры со скатом диаграммы Бode 6 дБ/октава	97
8.3	Корректоры с подъемом диаграммы Бode 6 дБ/октава.....	103
8.4	Корректоры с подъемами и спадами диаграммы Бode	105
8.5	Регуляторы частотных характеристик	110
8.5.1	Назначение и виды регуляторов частотных характеристик	110
8.5.2	Частотно-зависимые регуляторы громкости.....	111
8.5.3	Регуляторы тембра	114
9	Регуляторы усиления. Установка нуля на выходе устройства	120
9.1	Регуляторы усиления	120
9.2	Установка нуля на выходе устройства.....	122
10	Разработка структурной схемы устройства	128
10.1	Многокаскадные усилители.....	128

10.1.1	Определение числа каскадов и составление структурной схемы.....	128
10.1.2	Распределение линейных искажений по каскадам.....	130
10.1.3	Выбор операционного усилителя	132
10.2	Другие устройства и функциональные модули с равномерными АЧХ.....	136
10.3	Устройства и модули с неравномерными АЧХ	139
11	Электрический расчет и уточнение схемы устройства	140
11.1	Расчет сопротивлений резисторов. Выбор номиналов.....	140
11.2	Расчет смещения нуля. Уточнение схемы	143
11.3	Расчет емкостей разделительных и блокировочных конденсаторов	145
11.5	Расчет отношения сигнал/шум	149
11.6	Расчет итоговых характеристик проектируемого устройства	151
11.7	Выполнение принципиальной схемы и перечня элементов	154
	Заключение	155
	Список использованных источников.....	156
	Приложение 1	159
П.1	Типовые задания на курсовое проектирование	159
П.1.1	Варианты заданий на курсовое проектирование для студентов дистантной формы обучения	159
П.1.2	Варианты заданий на курсовое проектирование	160
	Приложение 2	172
П.2	Оформление типового курсового проекта.....	172
П.2.1	Состав проекта.....	172
П.2.2	Пример титульного листа пояснительной записки.....	173
П.2.3	Пример реферата	174
П.2.4	Пример оформления содержания пояснительной записки.....	174
П.2.5	Пример оформления текстовой части пояснительной записки.....	175
П.2.6	Пример принципиальной электрической схемы.....	193
П.2.7	Пример перечня элементов	194
	Приложение 3	195

П.3 Справочные данные некоторых операционных усилителей	195
Приложение 4	204
П.4 Ряды номинальных значений для резисторов и конденсаторов	204
Приложение 5	205
П.5 Резисторы постоянные, переменные (непроволочные). Краткие справочные данные [11]	205
Приложение 6	206
П.6 Конденсаторы постоянной емкости и подстроечные. Краткие справочные данные [11]	206

ПРЕДИСЛОВИЕ

Аналоговые электронные устройства в составе дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств» для направления «Радиотехника» Государственным образовательным стандартом (ГОС) отнесены к Федеральному компоненту общепрофессиональной подготовки. Эта дисциплина обеспечивает начальную схемотехническую подготовку студентов для освоения специальных дисциплин. Для специальностей направления «Телекоммуникации» ГОС не предусматривает выполнения курсовых проектов по основам схемотехники, что создает дополнительные трудности в освоении специальных дисциплин. Радиотехнический факультет ТУСУРа принял решение о введении курсовых проектов по аналоговым электронным устройствам для ряда специальностей направления «Телекоммуникации» за счет регионального компонента образовательной программы. Эти обстоятельства налагают отпечаток на плановый объем курсового проектирования и существующие учебные и методические пособия по курсовому проектированию. Аналоговые устройства являются дисциплиной, в которой студенты впервые сталкиваются с необходимостью одновременного обеспечения широкого комплекса противоречивых параметров функционирования проектируемых устройств, квалифицированной работы с рядом учебников и пособий, со справочной и периодической литературой, т.е. с тем комплексом вопросов, который характеризует реальное проектирование радиоэлектронных устройств. Это приводит к дополнительным затруднениям, которые не учитываются в существующей учебной и методической литературе по проектированию аналоговых устройств. Изложенное является причиной того, что, несмотря на тривиальное содержание дисциплины и курсового проектирования по ней, студенты всегда относят схемотехнику к дисциплинам повышенной сложности.

Предлагаемое пособие призвано систематизировать известные сведения и решить частные вопросы курсового проектирования аналоговых устройств на основе операционных усилителей — широко используемых активных элементов при реальном проектировании подобных устройств. В первую очередь, к таким частным вопросам проектирования относится обеспечение точност-

ных характеристик и использование справочной литературы, встречающие наибольшие затруднения у студентов. Они касаются обеспечения точностных характеристик основных параметров функционирования, связанных с выбором активных элементов в наиболее распространенных схемах простейших усилительных каскадов, являющихся основой абсолютного большинства схемных решений аналоговых электронных устройств.

Автор благодарен сотрудникам кафедры средств радиосвязи (СРС) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники и сотрудникам кафедры радиоэлектроники Томского государственного университета за проявленный интерес и полезное обсуждение пособия. Особую признательность автор выражает заведующему кафедрой СРС профессору С.В. Мелихову, стимулировавшему ускорение создания пособия, доценту кафедры СРС В.А. Кологривову и профессору кафедры радиоэлектроники и защиты информации Л.И. Шарыгиной, взявшими на себя труд по прочтению рукописи. Устранение недостатков, отмеченных ими, существенно улучшило качество пособия.

1 ВВЕДЕНИЕ

Развитие элементной базы современной радиоэлектроники привело к практическому господству функционально-узлового метода проектирования аппаратуры. В настоящее время абсолютное большинство специалистов занято проектированием, разработкой, эксплуатацией и обслуживанием аппаратуры на базе разнообразных интегральных микросхем (ИМС). Лишь незначительной части радиоспециалистов (до 1...3 %), занимающихся разработкой новых приборов и устройств (в том числе новых ИМС), приходится постоянно иметь дело с традиционными подходами к проектированию на основе «первичных активных элементов» (электронных ламп, биполярных транзисторов, полевых транзисторов и т.д.), с существенно модифицированными возможностями современной вычислительной техники. Изложенное свидетельствует о том, что существующие пособия по курсовому проектированию аналоговых устройств, несмотря на их высокое, отработанное многолетней эксплуатацией качество [1—3], весьма ограниченно могут быть использованы в курсовом проектировании. Обилие наименований технической литературы, неадаптированной к учебным задачам и лимиту времени курсового проектирования, малая доступность качественной литературы по проектированию аналоговых устройств на ИМС [4, 5] дополнительно усложняют проблемы организации курсового проектирования. В первую очередь эти проблемы связаны с отсутствием пособий, адаптированных к временным затратам студентов на выполнение проектов, установленным Государственными образовательными стандартами и рабочими программами. Даже в современных пособиях по курсовому проектированию [3, 6] предлагается рассчитывать аналоговые устройства на транзисторах, хотя в настоящее время даже для усилителей мощности существуют множество типов ИМС с широким набором параметров функционирования (например, по выходным мощностям от сотен мВт до тысяч Вт) [7—10].

Ниже предпринята попытка систематизированного изложения основных вопросов курсового проектирования аналоговых устройств на операционных усилителях, с ориентацией на «малоформатные» (по временным затратам до 25—40 час.) проекты.

При этом *пособие* не претендует на замену литературы по анализу, расчету и моделированию аналоговых устройств, а как «путеводитель» по проектированию *определяет основные аспекты выбора и обоснования решений, расчета основных характеристик* с использованием специальной литературы.

2 ЗНАЧЕНИЕ, ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ОТЧЕТНОСТЬ

2.1 Значение курсового проектирования

Значение курсового проектирования в подготовке специалиста определяется перечнем особенностей, близких к реальной работе инженера при разработке аппаратуры. Эти особенности впервые встречаются в учебной работе студента.

- *Проект является первой комплексной задачей, требующей выбора и обоснования принимаемых решений на каждом из этапов работы (от выбора структуры до выбора допусков на номиналы элементов разработанной схемы).*

- *При проектировании студент впервые сталкивается с комплексом противоречивых параметров, взаимосвязанных характеристик устройства и вынужден постоянно принимать компромиссные решения (при улучшении одной из характеристик, как правило, ухудшаются другие, а обеспечить нужно все требуемые заданием и вытекающие из особенностей задания характеристики). Причем, как правило, компромиссные решения являются неоднозначными.*

Самый элементарный *пример*. Расчетное значение емкости блокировочного конденсатора в цепи обратной связи по постоянному току, требуемого для обеспечения частотных искажений на заданной нижней рабочей частоте усилителя, должно быть *не менее* 34, 5875 мкФ. Какой тип конденсатора выбрать, если существует более 10 типов конденсаторов с емкостями порядка десятков мкФ [11—13]. Нужно проанализировать характеристики, область применения, номиналы и допуски емкостей, конструктивные особенности каждого ряда и принять решение, соответствующее особенностям технического задания и (или) дополнительным требованиям, принятым разработчиком. В качестве дополнительных требований могут выступить:

- вид предполагаемой конструктивной реализации (навесной монтаж, печатная плата, гибридная интегральная схема, квазимонолитная или монолитная интегральная схема);
- цена, габариты, вес, надежность и др.

Далее оказалось, что *выбранный тип конденсатора К-50-15-1 [13, 14] обеспечивает только указанные в справочнике номиналы с допусками $\begin{smallmatrix} +80 \\ -20 \end{smallmatrix} \%$* . Причем номиналов, равных расчетному значению емкости конденсатора, не выпускается. Принимая во внимание «не менее 34, 5875 мкФ» и допуск по разбросу емкостей серийных конденсаторов $\begin{smallmatrix} +80 \\ -20 \end{smallmatrix} \%$, выберем номинал. При этом необходимо, чтобы *номинал минус отрицательный допуск давали значение емкости «не менее 34, 5875 мкФ»*. Можно, казалось бы, выбрать любую емкость не менее 47 мкФ. Однако при увеличении номинала емкости увеличивается цена, габариты и понижается рабочее напряжение конденсатора. Поэтому следует выбрать емкость конденсатора с *минимальным номиналом порядка 50 мкФ при указанном допуске в сторону уменьшения 20 %*. Выбор конденсатора показал, что *при расчетах оказались лишними четыре из шести значащих цифр емкости конденсатора*. Достаточно в результате расчета было указать «не менее 35 мкФ».

В проекте нужно представлять результаты расчета с точностью, соответствующей числу значащих цифр стандартных рядов номиналов (конденсаторов, резисторов и др.). При этом выбор ряда номиналов [14] должен соответствовать той точности, с которой разработчик обосновал необходимость обеспечения требуемых характеристик разрабатываемого устройства (повышение точности задания номиналов ведет к повышению цены комплектующих!). Кроме того, при выборе конденсатора может оказаться, что для выбранного типа конденсаторов не существует рабочих напряжений, соответствующих тому, которое реально может быть на конденсаторе, в разрабатываемом устройстве. Тогда придется выбирать конденсатор другого типа. Выбранный конденсатор должен быть стандартно описан: тип — рабочее напряжение — номинал-допуск — технические условия [11—15].

- При выполнении проекта студенту *впервые приходится работать со справочной литературой* (выбор и обоснование выбора элементов, допусков, режимов работы элементов и описание их параметров). Это на первых порах встречает затруднения, связанные с отсутствием опыта в выборе и обосновании принимаемых решений на основе комплекса противоречивых требований, которые к тому же требуется связать с особенностями требований

задания на проектирование. *Получение навыков работы со справочной литературой является одной из задач курсового проектирования по подготовке к практической инженерной деятельности.* При этом следует постоянно помнить, что одни и те же параметры в разных справочниках могут обозначаться разными символами. Более того, подобные параметры отечественных и импортных комплектующих могут иметь в справочниках не только разные символические обозначения, но и отличающиеся условия их определения. В связи с этим, начиная работать с новым справочником, необходимо внимательно ознакомиться с вводной частью его, в которой, как правило, описываются основные параметры элементов, особенности их определения и описания в справочнике.

- *Выполнение проекта связано с использованием упрощенных «инженерных» расчетных соотношений (формул), с «эскизным» расчетом, позволяющим быстро прикинуть возможность использования того или иного решения частной задачи проектирования. Зачастую эскизный расчет дает приемлемые точности (в пределах допусков на параметры функционирования). Однако нужно постоянно помнить, что это обстоятельство может быть и причиной неучтенных погрешностей в обеспечении характеристик разрабатываемого устройства. Такие погрешности расчетов компенсируют «запасами» значений параметров функционирования (по сравнению со значениями, требуемыми техническим заданием). Эскизный расчет требует в дальнейшем более точного моделирования (или натурального макетирования) устройства.*

- *По результатам моделирования и макетирования принимаются решения о коррекции принципиальной электрической схемы и перечня элементов, параметров элементов, конструктивных решений, характеристик разрабатываемого устройства. В связи с изложенным **моделирование** (или **макетирование**) **является** не упражнением в работе с компьютером (с макетом и комплектом измерительных приборов) а **проверкой соответствия характеристик** разрабатываемого устройства **требованиям технического задания.***

- *Проект, обычно представляемый в виде принципиальной электрической схемы и перечня элементов к ней, **пояснительная***

записка к проекту должны быть оформлены в соответствии с требованиями стандартов. Это в практике обучения студентов впервые требует внимательного изучения образовательного стандарта вуза ОС ТУСУР 6.1-97 и ознакомления с основными требованиями стандартов ЕСКД по выполнению принципиальных электрических схем и перечней элементов [15, 16]. Особое внимание следует обратить на условные графические и позиционные обозначения элементов принципиальной схемы. В пояснительной записке (как и в технической литературе) допускается использование упрощенных условных графических и позиционных обозначений элементов, принятых для функциональных схем [15] (например: операционный усилитель можно представлять треугольником без выводов для подачи питания, позиционные обозначения резисторов — с индексами, соответствующими функциональному назначению). На принципиальной схеме и в перечне элементов к ней такие отступления недопустимы (операционный усилитель должен представляться прямоугольником стандартного размера с указанием номеров выводов микросхемы, каждый резистор должен иметь уникальный номер в позиционном обозначении и др.).*

- Инженерная деятельность связана не только с разработкой новых продуктов, но и с представлением, с защитой полученных результатов. *На курсовом проектировании студент впервые сталкивается с элементами публичного представления и защиты результатов своего труда. Это играет существенную роль в подготовке к предстоящей защите выпускной квалификационной работы и к практической инженерной деятельности.*

- *Успешное выполнение и защита проекта приводят к самоутверждению студента в избранной специальности — он, оказывается, может самостоятельно решать практические задачи, связанные со специальностью! В связи с этим происходит перелом отношения студента к восприятию и изучению специальных дисциплин в системном плане, включая привязку к практическому использованию вновь получаемой информации. Свидетельством тому является явная корреляция результатов защиты курсовых проектов с результатами последующего изучения специальных дисциплин и защиты выпускных квалификационных работ (в*

80 % случаев последующие результаты не хуже результатов защиты проектов).

Эти особенности определяют значение проекта как первой задачи, закладывающей основные элементы системной творческой работы инженерного плана.

2.2 Общая характеристика проектирования

Объем проекта для специальностей направлений «Радиотехника» (210303 — «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», 210312 — «Аудиовизуальная техника») и «Телекоммуникации» (210405 — «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», 210402 — «Средства связи с подвижными объектами») в соответствии с рабочими учебными планами составляет в среднем около 40 часов, в том числе самостоятельная работа по проектированию — около 20 часов. Конкретное число часов на проектирование для каждой специальности приводится в рабочих программах.

Возможная конструктивная реализация проектируемых устройств определяется объемом проекта — печатная плата с навесными элементами. Причем эта реализация учитывается только при выборе элементной базы. Конструктивная проработка разрабатываемых устройств не предусматривается в связи с ограниченным лимитом времени на проектирование.

Типовые задания на проектирование для дистантной формы обучения (Приложение 1) составлены с учетом возможности их реализации на обычных операционных усилителях (ОУ) типа источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН), включая функциональные модули с использованием операционных усилителей мощности. Однако каждый студент на основе технического задания должен обосновать применение ОУ в качестве активных элементов проектируемого устройства.

Выполнение проектов по тематике, выходящей за рамки типовой, поощряется. Допускается выполнение таких проектов при условии обеспеченности необходимой литературой и соответствия лимита времени, которым располагает студент на проектирование, объему работ по индивидуальному заданию на проектирование. За рамки типовых проектов выходят функциональные модули на основе других типов ОУ (не ИНУН), проекты по

тематике группового проектного обучения (ГПО) и др. При выдаче заданий на проектирование, выходящих за рамки типовых, учитывается соответствие тематике научно-исследовательской работы студента, группового проектного обучения (ГПО) и др. Другими словами: при оценке возможности выдачи таких заданий учитываются индивидуальные особенности студента по увеличению лимита времени на работу над проектом. Студенты, выполняющие нетиповые проекты, имеют право на внеочередные дополнительные консультации как непосредственного руководителя проектирования, так и других преподавателей и сотрудников радиотехнического факультета ТУСУРа. По результатам проектирования они могут представлять доклады на ежегодные студенческие научно-технические конференции, Научную сессию ТУСУРа. При поступлении в аспирантуру претенденты, имеющие публикации за время обучения в вузе, пользуются правом первоочередного приема.

2.3 Организация работы и отчетность

Курсовой проект выполняется в 5-ом семестре. *Отчетность* по проекту — *дифференцированный зачет*. Официальный срок защиты проекта — *последняя неделя семестра*. Проект защищается перед комиссией, назначенной заведующим кафедрой.

Для обеспечения своевременной защиты кафедрой устанавливается срок сдачи проекта не позднее чем за 2 недели до окончания семестра. Это обусловлено следующими обстоятельствами:

- преподаватель обязан проверить проект в недельный срок;
- после проверки студент получает проект с одной из трех виз:
 - 1) «К защите»;
 - 2) «После доработки — к защите»;
 - 3) «Доработать».

Виза «К защите» свидетельствует о том, что у преподавателя нет серьезных замечаний и проект может быть защищен на ближайшем заседании комиссии.

Виза «После доработки — к защите» свидетельствует о том, что у преподавателя есть замечания, по которым студент

должен сделать исправления в проекте до его защиты. Замечания преподавателем формулируются на обороте титульного листа пояснительной записки. Ответы на замечания преподавателя и доработки по ним студент делает на дополнительных листах в конце пояснительной записки. Повторной проверки проекта преподавателем в этом случае не требуется.

Виза «Доработать» свидетельствует о том, что один или несколько пунктов технического задания (или параметров функционирования устройства) не обеспечены. В этом случае после доработки проект должен быть сдан на повторную проверку.

Проект может иметь визу «Доработать» не более двух раз. Третий раз эта виза не ставится, а решается вопрос с заведующим кафедрой о необходимости выдачи нового задания на курсовое проектирование по другой теме.

Если студент трижды не смог защитить проект на положительную оценку, то также решается вопрос о выдаче нового задания на курсовое проектирование.

Если студент сдал на проверку проект за 4 недели до начала сессии, то ему практически ***гарантируется положительная оценка*** защиты проекта до начала сессии. Это подтверждает многолетняя практика работы на радиотехническом факультете. Причины такой ситуации кроются в значительном резерве времени, которым располагает студент для доработки проекта и подготовки к защите, в том числе за счет участия в публичных защитах подобных проектов сокурсников.

Типовой порядок проведения занятий по проектированию:

- установочные занятия по расписанию (объяснения порядка расчетов — 4 недели с начала семестра);
- занятия-консультации (по расписанию и еженедельные дополнительные в течение семестра);
- защита проектов (4 последние недели семестра).

Посещение двух первых аудиторных установочных занятий по курсовому проектированию является обязательным. На этих занятиях выдаются индивидуальные технические задания (ТЗ) на проектирование и излагаются особенности подхода к проектированию для типовых вариантов ТЗ. Далее, по заявлению студента преподаватель может перевести его на выполнение проекта по

дистантной технологии обучения. В этом случае студент обязан раз в две недели сообщать преподавателю сведения о состоянии работы в соответствии с графиком работы над проектом, приведенном в техническом задании. Со второй недели проектирования назначаются еженедельные дополнительные занятия-консультации в дисплейном классе. На этих занятиях, кроме консультаций по проектированию и текущей отчетности, студент может заниматься под руководством преподавателя и моделированием разрабатываемого устройства с использованием типовых пакетов прикладных программ (ППП).

Текущая отчетность осуществляется раз в две недели во время аудиторных занятий по расписанию и на консультациях. Оценка текущей успеваемости производится в соответствии с рейтинговой раскладкой (табл. 2.1).

Таблица 2.1 — **Рейтинговая раскладка курсового проектирования**

№ контроля	Элементы контроля	Контрольный срок	Максимальный балл
1	Эскизный расчет устройства	6-я неделя	30
2	Электрический расчет и моделирование	12-я неделя	30
3	Оформление и доработка проекта по замечаниям руководителя	15-я неделя	20
4	Защита проекта	15—17-я недели	30

Рекомендуемый объем пояснительной записки (ПЗ) — порядка 15—25 листов формата А4. В Приложении 2 приведены примеры оформления составных частей малоформатного курсового проекта.

Готовый, сброшюрованный курсовой проект (пояснительная записка и чертежи) сдается на проверку (на кафедру или преподавателю — руководителю проектирования).

После проверки руководителем проектирования допущенный к защите проект защищается перед комиссией. Расписание

работы комиссии вывешивается на доске объявлений кафедры за 4 недели до начала сессии.

Перед началом защиты проекта студент сдает комиссии готовый проект с визой руководителя о допуске к защите и зачетную книжку. После этого на доске чертится принципиальная схема разработанного модуля или устройства (допускается вместо доски использование компьютерной презентации). Председателем комиссии предоставляется студенту слово для доклада. Продолжительность доклада не более 5 минут. Доклад делать желательно без обращения к конспекту. Для этого он должен быть тщательно отрепетирован.

В докладе кратко излагаются:

- тема и назначение проекта;
- основные особенности требований ТЗ;
- обоснование принятых решений и особенностей проекта;
- соответствие достигнутых результатов требованиям ТЗ.

Доклад завершается словами «Доклад окончен».

После доклада членами комиссии задаются вопросы по проекту. Студент дает на них ответы. Ответы должны быть краткими, по существу заданных вопросов. Если вопрос не понят, следует попросить повторить вопрос. Если вопрос все-таки остается непонятным, лучше сказать «Затрудняюсь ответить», чем пытаться на него ответить.

Председатель комиссии объявляет защиту проекта законченной. Выставляется оценка за проект (на титульном листе проекта, в зачетной книжке и в ведомости).

При несогласии студента с выставленной оценкой он может обратиться к председателю комиссии с мотивированным возражением. Одним из мотивов может быть отсутствие в составе комиссии руководителя проектирования. Если председатель не принял положительного решения по протесту студента, то студент имеет право в день защиты написать заявление на имя декана факультета с мотивацией необъективности оценки комиссии. Декан в этом случае в течение суток с момента защиты может назначить повторное заседание комиссии под своим председательством (или под председательством указанного им специалиста). Решение этой комиссии является окончательным.

2.4 Взаимодействие студентов с преподавателем в нетиповых ситуациях

Если студент работает с опережением типового графика работы над проектом (табл. 2.1), преподаватель оказывает ему консультационную помощь в первую очередь, в том числе и во время дополнительных консультаций. Причина этого кроется в том, что такие студенты в дальнейшем:

- досрочно и на повышенные оценки защищают проекты, снижая пиковую нагрузку преподавателя в конце семестра;
- становятся помощниками преподавателя, обеспечивающими оперативную консультативную помощь другим студентам группы, что также уменьшает пиковую нагрузку преподавателя.

Студенты, *работающие со значительным отставанием от типового графика, достаточно часто прибегают к использованию в качестве шаблонов проекты прошлых лет, выполненные на близкие (или не очень) темы. Такие студенты обычно не утруждают себя работой по усвоению назначения, особенностей функционирования и расчета, заданных для проектирования устройств. При этом встречается неосмысленное копирование ранее выполненных работ, без увязки принимаемых решений и выполняемых расчетов с требованиями своего технического задания. Ситуация усугубляется тем, что, как правило, в «банке проектов общежития» находятся черновые варианты проектов, которые не дорабатывались после замечаний преподавателя. «Скопированные» и «покупные» проекты после проверки преподавателем, как правило, получают визы «Доработать». Защита их в установленный срок становится проблематичной. Оценки по таким проектам в 100 % случаев не поднимаются выше «удовлетворительно».*

3 ЗАДАНИЯ НА КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

3.1 Задания на курсовое проектирование

Типовые технические задания на курсовое проектирование для студентов дистантной формы обучения приведены в *Приложении 1*. Подобные варианты типовых технических заданий индивидуально выдаются студентам очной формы обучения (Приложение 2).

3.2 Характеристика заданий

Набор вариантов типовых тем для курсовых проектов ограничен. Ограничение обусловлено приемлемым объемом пособия, минимально-необходимым перечнем индивидуализации решения задач с использованием «классических» операционных усилителей типа ИНУН (источник напряжения управляемый напряжением) и широко доступной студентам учебной литературы [7—10, 17—22], (Приложение 3). При этом поощряется инициатива студентов по использованию других типов операционных усилителей, целесообразных для использования в разрабатываемых модулях и устройствах. Это касается операционных усилителей типов ИНУТ (источник напряжения, управляемый током), ИТУН (источник тока, управляемый напряжением), ИТУТ (источник тока, управляемый током), управляемых операционных усилителей всех типов и операционных усилителей мощности.

- *Традиционные для курсовых проектов радиотехнических специальностей многокаскадные широкополосные и импульсные усилители с вариациями характеристик входов и выходов (симметричный или несимметричный относительно общего провода вход, симметричный или несимметричный выход) при работе на типичные варианты нагрузок (активная или емкостная) [1—5].* К таким усилителям относятся, например, усилители звуковых частот, измерительные и осциллографические усилители, усилители видеосигналов.

- *Функциональные модули тракта усилителей высококачественного звуковоспроизведения (УВЗ) [7, 17—20]:* усилители-корректоры АЧХ, микрофонные усилители, нормирующие

усилители, активные фильтры, физиологические регуляторы усиления, регуляторы тембра, простейшие эквалайзеры, регуляторы пространственного слухового впечатления (формирователи псевдостереосигнала, расширители стереобазы, формирователи псевдоквадросигнала), шумоподавители, усилители мощности с повышенными энергетическими показателями (усилители с управляемым слежением за напряжением питания, за уровнем обрабатываемого сигнала, с использованием режима A^+ , разгрузки по току и др.; усилители класса D). В зависимости от числа часов, выделенных на проектирование в учебном плане специальности, степени детализации в требованиях к параметрам функционирования и сложности их обеспечения техническим заданием может предусматриваться проектирование от одного до нескольких функциональных модулей УВЗ или УВЗ в полном объеме.

Выбор типовой тематики обусловлен следующими обстоятельствами:

- каждый студент любой из специальностей направлений «Радиотехника» и «Телекоммуникации» должен быть знаком с основами техники звукозаписи и звуковоспроизведения как одной из самых распространенных сфер деятельности современных радиоспециалистов;

- функционально-узловой метод проектирования этой аппаратуры позволяет варьировать объем заданий на проектирование к выделяемому рабочими учебными планами лимиту времени на выполнение проекта при достаточно большом разнообразии вариантов заданий;

- тематика проектов полностью обеспечена минимумом учебной литературы последних лет издания собственной разработки ТУСУРа и справочной литературой как по элементной базе (Приложения 3—6), так и по функциональным модулям бытовой аппаратуры на основе ОУ.

- *Индивидуальные темы, связанные с научно-исследовательской работой студентов, с ГПО, с индивидуальными склонностями к углубленному освоению основ проектирования радиоэлектронных средств, допускаются по любой интересующей студентов тематике, на базе любых типов активных элементов. Принципиальным для утверждения технических заданий таких проектов является отношение предмета проектирования*

к аналоговым или аналого-цифровым устройствам. Ограничения касаются лишь наличия у студентов возможностей работы с соответствующей выбранной теме литературой. При составлении технического задания на проектирование по нестандартной тематике преподавателем оцениваются возможные временные затраты на выполнение «нестандартных проектов» и соответствие предполагаемых затрат располагаемым временным ресурсам конкретного студента.

3.3 Задачи курсового проектирования

Целевое назначение курсового проектирования — освоение основ проектирования и моделирования аналоговых электронных устройств, включая выбор и обоснование элементной базы, принимаемых схемных решений, выполнение расчетов параметров и режимов работы активных элементов и применение вычислительной техники для моделирования проектируемых устройств.

Примечание

Не следует путать *целевое назначение курсового проектирования* как дисциплины учебного плана с *целью конкретного курсового проекта*, заключающейся в разработке принципиальной электрической схемы конкретного устройства, перечня элементов, моделирования устройства в соответствии с требованиями конкретного технического задания.

Достижение цели *курсового проектирования* ограничивается решением следующих задач.

- Освоение методики расчета и получения навыков проектирования и моделирования аналоговых электронных устройств.
- Приобретение навыков выбора и обоснования структурных и принципиальных схем аналоговых устройств.
- Получение навыков выбора элементной базы для реализации требуемых параметров функционирования, формирования цепей обратных связей с целью обеспечения качественных показателей аналоговых устройств, достижения требуемых параметров функционирования и обеспечения устойчивости устройств с обратными связями.

- Приобретение навыков работы со справочной литературой, со стандартами по оформлению технической документации, с пакетами прикладных программ по моделированию электронных устройств.
- Приобретение навыков публичной защиты принимаемых решений.

4 РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПОДГОТОВКЕ К НАЧАЛУ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

1. Получив задание на курсовое проектирование, студент должен детально разобраться с его содержанием и установленными сроками отчетности по этапам проекта. **Особое внимание следует обратить на физический смысл перечисленных в задании параметров функционирования** (качественных показателей), на физическую природу их «возникновения», **на требования по допускам на реализацию требуемых параметров проектируемого устройства**. Для этого **нужно внимательно изучить соответствующие разделы теоретического курса** по качественным показателям аналоговых устройств вообще и по показателям проектируемых модулей и устройств в частности.

2. Следует **проанализировать** (в том числе, ознакомившись по литературе со структурными схемами и принципами работы подобных устройств, систем, в которые они входят) **особенности взаимодействия** в работе **проектируемого устройства с другими блоками** функциональной схемы устройства или системы. Представить возможные вариации в процессе эксплуатации разрабатываемого устройства: источников сигнала, нагрузки, наличия или отсутствия необходимости разделительных цепей и других особенностей сопряжения с возможными источниками сигналов и нагрузок. **Сформулировать в случае необходимости дополнительные** (к техническому заданию) **требования**. Эти требования должны обеспечивать нормальное функционирование разрабатываемого устройства. Например, следует определить:

- вид предполагаемой конструктивной реализации;
- необходимость и пределы плавной и ступенчатой регулировок усиления,
- необходимость регулировки смещения по вертикали для усилителя канала вертикального отклонения луча осциллографа (если они не были заданы в техническом задании);
- необходимость формулировки требования по понижению уровня собственных шумов входных модулей устройства (микрофонного, нормирующего усилителя УВЗ и др.), которое может потребовать применения малошумящих ОУ и других специальных ОУ.

3. **Ознакомиться с основами теории базовых схем функциональных модулей на ОУ, с порядком расчета и с расчетными соотношениями для проектируемого устройства, с формулировкой требований к выбираемым ОУ на основе заданных параметров функционирования** разрабатываемого устройства.

В частности, необходимо детально разобраться с основами теории неинвертирующего и инвертирующего каскадов на ОУ [5, 7, 18—21]:

- с используемыми видами обратных связей (ОС) и вытекающими из этого свойствами каскадов;

- с обеспечением устойчивости каскадов с глубокими ОС;

- с мерами для оценки усилительной способности каскадов и связью верхней частоты рабочего диапазона частот при отведенном на каскад коэффициенте частотных искажений (или допусков на отклонение характеристик от номинальных значений) с частотой единичного усиления ОУ;

- с влиянием максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ на достижимые амплитуды выходных напряжений усилителей гармонических и импульсных сигналов;

- с изменением достижимой амплитуды выходного сигнала каскада в зависимости от напряжения смещения нуля на выходе каскада и связью напряжения смещения нуля с параметрами ОУ и каскада;

- с предельными оценками коэффициентов гармоник в каскадах на ОУ;

- с отношением сигнал/шум, шумовыми моделями каскадов и параметрами ОУ и каскадов, определяющими это отношение.

Следует также разобраться с критериями выбора ОУ, в том числе с выбором частоты единичного усиления как по усилительной способности, так и по требуемой погрешности реализации характеристик в заданном диапазоне частот. Для этого следует познакомиться с основами теории функциональных модулей с неравномерными амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) на примере усилителей-корректоров АЧХ [19].

4. Далее необходимо **тщательно ознакомиться со справочными данными операционных усилителей (ОУ)**, по крайней мере по двум справочникам [9, 10], **внимательно изучив разделы «Обозначения и сокращения» и «Основные параметры опера-**

ционных усилителей». Такая необходимость диктуется несколькими обстоятельствами. Первое обусловлено тем, что при изучении раздела по ОУ в теоретической части дисциплины обычно ограничиваются неполным набором основных характеристик ОУ [6, 21—23], что оказывается недостаточным для проектирования. Второе — связано с тем, что в справочной литературе разных лет выпуска по-разному даются и обозначаются подобные справочные характеристики ОУ. Третье — разными фирмами приняты разные критерии оценки основных параметров ОУ, что приводит к необходимости пересчетов параметров для сравнения возможностей применения ОУ в проекте. Четвертое — в справочных параметрах ОУ разных фирм некоторые параметры (например: спектральная плотность входного шумового тока; частота сопряжения спектральной плотности ЭДС шума, приведенной ко входу, и спектральной плотности фликкер-шума) могут задаваться как непосредственно, так и опосредовано (в том числе с помощью графических частотных зависимостей или расчетных соотношений).

5. Подобрать необходимую для выполнения проекта *литературу* (в том числе справочники и стандарты).

5 ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

5.1 Испытательные сигналы для оценки основных характеристик

Аналоговые электронные устройства строятся на базе аналоговых усилителей, свойства которых описываются широким набором технических характеристик. Основными техническими характеристиками (качественными показателями) аналоговых электронных усилителей являются: входные и выходные параметры; коэффициент усиления; потребляемая мощность и КПД; линейные и нелинейные искажения; уровень собственных помех и шумов; амплитудная характеристика; динамический диапазон; стабильность и др.

Для количественной оценки этих показателей важным является выбор формы испытательных сигналов.

При анализе и испытаниях усилителей гармонических сигналов в установившемся режиме используют в качестве входного тест-сигнала напряжение синусоидальной формы, что является условной моделью реальных сигналов, оправданной методически. Такая модель дает удовлетворительные результаты для оценки качества усилителей [7, 22, 23] (в т.ч. — для звуковых частот).

При анализе и испытаниях усилителей импульсных сигналов в переходном режиме в качестве входного тест-сигнала используют скачок входного напряжения в виде единичной функции. Такая модель просто описывает широко распространенные формы реальных сигналов в виде последовательностей «прямоугольных» импульсов и позволяет оценить искажение сигнала произвольной формы. В частности, прямоугольный импульс длительностью t_u может быть представлен в виде разности двух единичных функций, сдвинутых во времени на t_u , а реакция линейного усилителя на такое входное воздействие — разностью соответствующих переходных характеристик.

5.2 Искажения, вносимые усилителем гармонических сигналов

Основным качественным показателем усилителя гармонических сигналов является степень неискаженного воспроизведения на выходе сигналов, подведенных к его входу. Под искажением понимается любое изменение формы сигнала на выходе усилителя $u_{\text{вых}}(t)$ по сравнению с формой сигнала на его входе $u_{\text{вх}}(t)$. В идеальном случае выходное напряжение должно быть точно такой же функцией времени, как и входное, т.е.

$$u_{\text{вых}}(t) = K_o u_{\text{вх}}(t),$$

где K_o — постоянный коэффициент. При прохождении сигнала через усилитель всегда существует сдвиг сигнала по времени — Δt (скорость распространения сигнала в любой реальной среде не равна бесконечности). Это не считается искажением сигнала, т.е. условием неискаженной передачи сигнала усилителем [17—19] является равенство

$$u_{\text{вых}}(t) = K_o u_{\text{вх}}(t - \Delta t).$$

Для его выполнения необходимо, чтобы в усилителе отсутствовали линейные и нелинейные искажения [17—19].

Линейные искажения обусловлены наличием реактивных элементов в усилителе (конденсаторов, катушек индуктивности и паразитных реактивных параметров активных и пассивных элементов схемы), сопротивление которых зависит от частоты. Эти искажения имеются и в линейном усилителе (например, при усилении слабых сигналов, когда нелинейность активных элементов усилителя можно не учитывать).

К линейным искажениям относятся частотные и фазовые искажения. Частотные искажения в усилителях являются следствием того, что спектральные составляющие сигнала на различных частотах в пределах заданной полосы рабочих частот усиливаются неодинаково, т.е. нарушаются соотношения между амплитудами составляющих сложного колебания на выходе по сравнению с соотношением между ними на входе (рис. 5.1). Например, изменяется энергетический спектр сигнала, искажается форма звукового сигнала, что приводит к значительному изменению тембра звука в усилителях устройств звукозаписи и звуко-

воспроизведения [7, 17, 18—20]. *Частотные искажения*, вносимые усилителем, оценивают по амплитудно-частотной характеристике (АЧХ). Количественно они *определяются модулем нормированного коэффициента передачи* Y (или обратной величиной $M = \frac{1}{Y}$, которую называют *коэффициентом частотных искажений*), равным отношению модуля коэффициента передачи на текущей частоте

$$|\dot{K}(f)| = \left| \frac{\dot{U}_2(f)}{\dot{U}_1(f)} \right| = K(f) = K$$

к коэффициенту усиления на средних частотах K_o [7, 17—24], где $\dot{U}_1(f)$ и $\dot{U}_2(f)$ — комплексные амплитуды входного и выходного напряжений.

$$Y = \frac{1}{M} = \frac{K}{K_o}$$

Часто величины Y и M представляют в логарифмических единицах (децибелах), при этом $M_{\text{дБ}} = -Y_{\text{дБ}} = 20 \lg M$ (рис. 5.1).

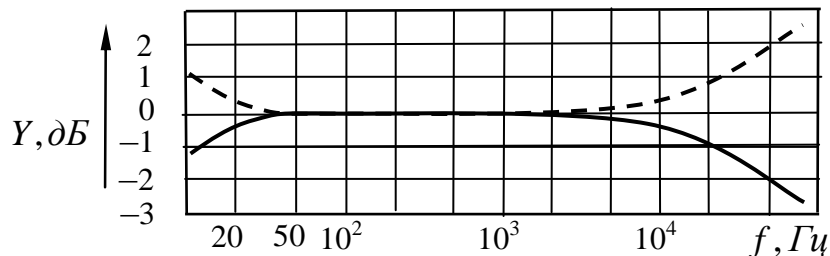


Рис. 5.1 — Нормированная АЧХ усилителя Y — сплошная линия, Коэффициент частотных искажений M — пунктирная линия

Область частот, в которой $K(f)$ практически не зависит от частоты (на рис. 5.1 от 50 Гц до 2 кГц), называют областью средних частот. В этой области частот $K(f) = K = K_o$. По умолчанию именно это значение модуля комплексного коэффициента передачи называют *коэффициентом усиления* [17—22]. Частоты, на которых K уменьшается до допустимых (заданных) значений (относительно коэффициента усиления на средних частотах K_o), называют *граничными частотами* (*нижняя граничная частота* — f_n и *верхняя граничная частота* — f_b). Рабочим диапазоном

частот (или полосой пропускания, полосой рабочих частот) усилителя называют область частот от f_n до f_v .

Коэффициенты частотных искажений на нижних (M_n) и верхних (M_v) граничных частотах усилителя обычно задаются в децибелах:

$$M_{n,\text{дБ}} = 20 \lg \frac{K_o}{K(f_n)}, \quad M_{v,\text{дБ}} = 20 \lg \frac{K_o}{K(f_v)}.$$

По умолчанию $M_{n,\text{дБ}}$ и $M_{v,\text{дБ}}$ одинаковы и равны 3дБ. Другими словами: *если f_n и f_v заданы без указания соответствующих им частотных искажений, то подразумевается, что частотные искажения M_n и M_v одинаковы и равны 3дБ.* В общем случае M_n и M_v могут задаваться и независимо ($M_n \neq M_v$) с указанием соответствующих им частот (f_n и f_v).

Коэффициент частотных искажений n -каскадного усилителя, выраженный в дБ, на любой частоте равен сумме коэффициентов частотных искажений составляющих его каскадов:

$$M_{\text{дБ}} = \sum_{i=1}^n M_{i,\text{дБ}}.$$

Путем взаимной коррекции частотных искажений (одни из каскадов имеют подъем АЧХ, другие — спад АЧХ в соответствующих участках частотного диапазона) можно добиться, чтобы усилитель в целом имел АЧХ, близкую к идеально равномерной ($Y \equiv 1$).

На практике большинство усилителей имеют уменьшение усиления в области низших и высших частот из-за влияния реактивных элементов схемы и частотных свойств активных элементов (транзисторов). Неравномерность АЧХ всего усилительного тракта (многоступенчатого усилителя) в диапазоне рабочих частот определяется областью применения и назначением усилителя. Например, для усилителей звуковых частот на весь тракт многоступенчатого усиления допускаются частотные искажения не более **3 дБ** [7, 17—22].

АЧХ усилителей на биполярных транзисторах в области верхних частот определяются граничными частотами усиления по току транзисторов, емкостями эмиттерного и коллекторного

переходов, на полевых транзисторах — суммарной паразитной емкостью каждого из каскадов, включающей межэлектродные емкости транзистора, емкости нагрузки и емкости монтажа. АЧХ усилительных каскадов *на операционных усилителях (ОУ) в области верхних частот определяется частотой единичного усиления ОУ [17—24]. АЧХ в области нижних частот определяется емкостями разделительных и блокировочных конденсаторов [17—22].*

Фазовые искажения в усилителях *отсутствуют, если фазовый сдвиг, вносимый усилителем, пропорционален частоте сигнала.* Фазовые искажения в усилителе оценивают по фазочастотной (фазовой) характеристике (ФЧХ). Эта характеристика представляет собой зависимость от частоты фазового сдвига

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$$

выходного напряжения (тока) $\dot{U}_2(f) = U_2 e^{j\varphi_2}$ относительно входного $\dot{U}_1(f) = U_1 e^{j\varphi_1}$ при гармоническом сигнале на входе усилителя (рис. 5.2). Идеальная ФЧХ — линейная: $\varphi = 2\pi f t_3$, где t_3 — групповое время запаздывания. Все гармонические составляющие сложного входного сигнала на выходе усилителя с такой ФЧХ задерживаются на одинаковое время задержки — t_3 . Форма выходного сигнала при этом повторяет форму входного (естественно, если при этом и АЧХ идеальна, т.е. $Y = 1$) [17—22]. **Максимальные отклонения значений реальной ФЧХ от идеальной (линейной) на граничных частотах рабочего диапазона $\Delta\varphi_n$ и $\Delta\varphi_v$ являются мерами для оценки фазовых искажений усилителя.**

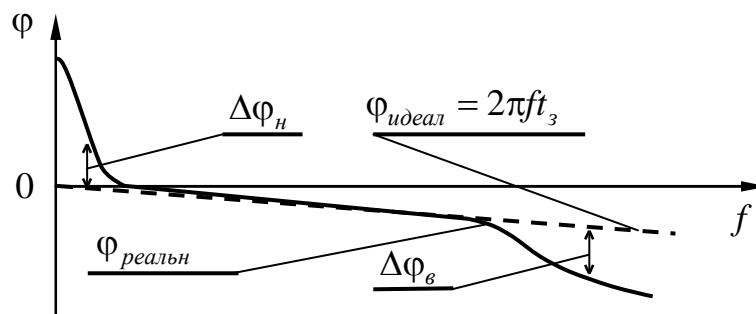


Рис. 5.2 — Идеальная и реальная ФЧХ усилителя в линейном масштабе по оси частот

Если ФЧХ нелинейна ($\Delta\varphi_n$ и $\Delta\varphi_v$ не равны нулю), то различные спектральные составляющие сложного входного сигнала будут на выходе запаздывать на различное время и форма выходного сигнала исказится.

Нормы на допустимые значения фазовых искажений зависят от области применения и требуемой точности воспроизведения формы сигналов на выходе усилителя. Например, в измерительных системах и устройствах $\Delta\varphi_n$ и $\Delta\varphi_v$ могут составлять доли градусов, а в монофонических устройствах звуковоспроизведения они вообще не нормируются, т.к. ухо человека является гармоническим анализатором и не реагирует на фазу колебания [18, 19].

Нелинейные искажения вызваны прохождением сигнала через усилитель с элементами, имеющими нелинейные вольт-амперные характеристики. При наличии в усилителе нелинейных искажений на его выходе появляются новые компоненты (гармоники, комбинационные частоты), отсутствующие на входе. Основной мерой для оценки нелинейных искажений является *коэффициент гармоник*:

$$k_2 = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} P_{2i}}{P_{21}}} \approx \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} U_{2mi}^2}{U_{2m1}^2}},$$

который характеризует «вес» мощности всех высших гармоник выходного сигнала P_{2i} (P_{2i} пропорциональна квадрату амплитуды выходного напряжения i -й гармоники U_{2mi}) по отношению к мощности первой гармоники выходного сигнала P_{21} при моногармоническом входном сигнале [7, 17—22]. Из всех высших гармоник наиболее интенсивными являются вторая и третья гармоники. Остальные имеют гораздо меньшую мощность и мало влияют на форму выходного сигнала.

Коэффициент гармоник многокаскадного усилителя обычно не превышает суммы коэффициентов гармоник составляющих его каскадов. Если нелинейные искажения в предварительных каскадах соизмеримы с искажениями в окончательном каскаде, то *общий предельный коэффициент гармоник* тракта звуковоспроизведения

можно оценить по приближенной формуле $k_2 \approx k_{21} + k_{22} + \dots + k_{2N}$ [19, 20].

Однако k_2 дает неполное представление о нелинейных искажениях в усилителе, так как он не учитывает комбинационные частоты, образующиеся в нелинейных элементах в результате интерференции между гармоническими составляющими сложного входного сигнала. В устройствах звуковоспроизведения наиболее заметны на слух нелинейные искажения из-за комбинационных частот, возникающих при подаче на усилитель двух и более синусоидальных сигналов. Особенно заметно воздействие комбинационных частот второго и третьего порядка ($|f_1 \pm f_2|$ и $|2f_1 \pm f_2|$, $|f_1 \pm 2f_2|$), так как их интенсивность наибольшая и их не существует в спектре сложного входного сигнала (сложный сигнал содержит обертоны — высшие гармоники основных колебаний). В этой связи для высококачественных усилителей [1, 17—22] часто вводят другой показатель, характеризующий их нелинейность, — **коэффициент интермодуляционных искажений** $k_{ими}$. Для измерения коэффициентов интермодуляционных искажений на вход усилителя подают два гармонических напряжения с некратными частотами. При этом отношение амплитуд напряжений испытательных сигналов разных частот принимают равным 4:

$$\frac{U_{1m1}(f_1)}{U_{1m1}(f_2)} = \frac{4}{1}.$$

Коэффициент $k_{ими}$ второго порядка определяется отношением амплитуды выходного напряжения комбинационной помехи к амплитуде выходного напряжения от входного сигнала с большей амплитудой

$$k_{ими2} = \frac{U_{2m}(f_2 - f_1)}{U_{2m}(f_1)} 100 \text{ \%}.$$

Аналогично определяется и $k_{ими}$ третьего порядка. Допустимыми значениями являются $k_{ими} \leq 0,1 \dots 1,0 \text{ \%}$.

Происхождение высших гармоник и интермодуляционных искажений обусловлено одними и теми же причинами (i -я гармоника — частный случай интермодуляционной помехи i -го по-

рядка при $f_1 = f_2$). Если представить для безынерционного нелинейного элемента зависимость выходного напряжения от входного в виде полинома:

$$U_{\text{вых}}(t) = a_0 + a_1 U_{\text{вх}}(t) + a_2 (U_{\text{вх}}(t))^2 + a_3 (U_{\text{вх}}(t))^3 + \dots,$$

то станет очевидным, что коэффициент a_i определяет уровень комбинационной помехи i -го порядка. Усилитель не является безынерционным элементом, и аналитический расчет интермодуляционных искажений для него усложняется. Авторами [17] показано, что $k_{\text{уми}} = (3 \dots 5) \times k_2$. Учитывая это и сложность измерения коэффициента интермодуляционных искажений, на практике часто для характеристики нелинейных искажений усилителя ограничиваются измерением k_2 [17]. Нелинейные искажения зависят от амплитуды выходного сигнала (рис. 5.3). Коэффициент гармоник усилителей звуковых частот задается, как правило, для номинального и максимального (характеризующего перегрузочную способность) уровней выходного сигнала при моногармоническом входном сигнале. Для транзисторных усилителей мощности, использующих энергетически целесообразные режимы работы активных элементов **AB**, **B** (с отсечкой тока выходного электрода активного элемента [7, 19, 20]), характерно увеличение нелинейных искажений при весьма малых уровнях входного сигнала, что вызвано искажениями типа «ступенька» или «центральная отсечка». Поэтому для полной оценки качества усилителя целесообразно контролировать k_2 также и при малых уровнях выходных сигналов [7, 19, 20].

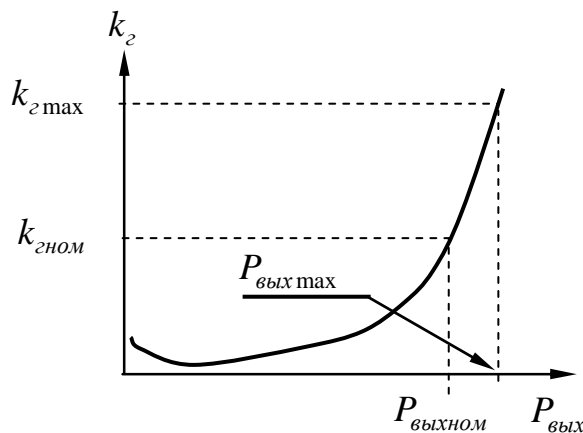


Рис. 5.3 — Зависимость k_2 от мощности сигнала на выходе усилителя

В основном нелинейные искажения возникают в оконечном и предоконечном каскадах. Для оконечных усилителей вносимые нелинейные искажения различны на разных частотах. Вблизи граничных частот полосы пропускания они возрастают (при неизменной амплитуде входного сигнала). Это объясняется реактивным характером сопротивления нагрузки оконечных транзисторов и связанным с этим изменением формы динамической характеристики на крайних частотах полосы пропускания.

Допустимые нелинейные искажения зависят от назначения усилителя. В последнее время резко улучшились параметры высококачественной звуковоспроизводящей аппаратуры. Появились усилители звуковой частоты с $k_2 < 0,005 \%$. Достижение столь малых нелинейных искажений связано с применением специализированной высококачественной элементной базы и глубоких ООС. Последнее может приводить к ухудшению динамических (скоростных) характеристик, заключающемуся в том, что резкий скачок напряжения на выходе запаздывает по отношению к вызывающему его скачку на входе. Это обстоятельство в усилителях с обратной связью может приводить к перегрузке каскадов и, как следствие, к «жесткому», «транзисторному» звучанию, исчезновению «мягкости», «бархатистости» звука при субъективном восприятии музыкальных программ. Проблема заметности малых коэффициентов гармоник ($k_2 < 0,005 \dots 1,0 \%$) до сих пор не имеет однозначного толкования. Можно лишь утверждать, что малые нелинейные искажения, достигнутые не за счет ухудшения других параметров усилителя, свидетельствуют о совершенстве усилительного тракта [7, 17—19]. Следует отметить, что испытание усилителей со сверхмалыми нелинейными искажениями предъявляет весьма высокие требования к чистоте спектрального состава источников испытательных сигналов, к методам и к аппаратуре, обеспечивающим измерения.

Динамический диапазон усилителя. При отсутствии сигнала на входе усилителя на его выходе действует некоторое (обычно небольшое) напряжение (рис. 5.4).

Оно обусловлено *собственными помехами*, среди которых различают: *фон, наводки, микрофонный эффект, тепловые шумы* резисторов, *шумы усилительных элементов*.

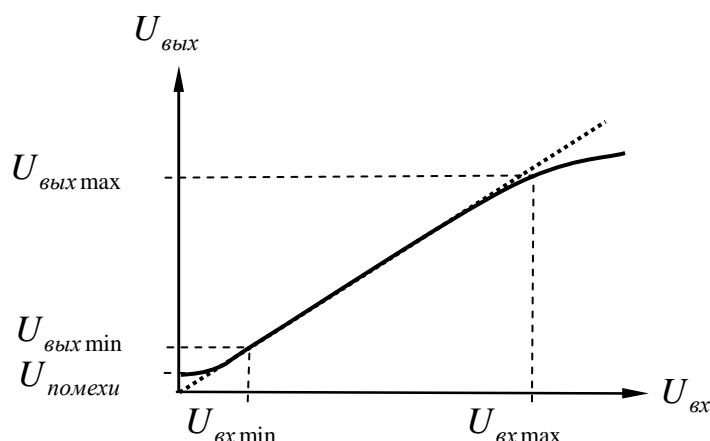


Рис. 5.4 — Амплитудная характеристика идеального линейного усилителя — пунктирная линия; реального усилителя — сплошная линия

Фон появляется в результате недостаточной фильтрации пульсирующего напряжения источника питания, работающего от сети переменного тока. Гармонические составляющие фона кратны частоте питающей сети.

Наводки образуются из-за паразитных электрических, магнитных, гальванических или электромагнитных связей цепей усилителя с источниками помех.

Микрофонный эффект представляет собой преобразование механических колебаний элементов усилителя в электрические колебания, проходящие на выход усилителя. Спектр этих колебаний занимает диапазон частот от 0,1 до 10000 Гц и более. Он заметно проявляется в интегральных усилителях с большим коэффициентом усиления, выполненных на одной подложке. Для его устранения используют рациональную конструкцию элементов усилителя, более надежное крепление, демпфирование, применяют и амортизирующие устройства.

Тепловые шумы обусловлены тепловым движением носителей зарядов в резистивных цепях.

Фон, наводки и микрофонный эффект в усилителе можно уменьшить до любых заданных значений. **Тепловые шумы и собственные шумы усилительных элементов** устранить нельзя в принципе. Долю шумов, создаваемых усилительными элементами, можно лишь свести к минимуму [7, 17].

Шумовые свойства высококачественных усилителей оцениваются отношением **сигнал/шум**, обычно выражаемым в **дБ**.

Оно *представляет собой отношение действующего выходного напряжения сигнала к эффективному напряжению шумов на выходе усилителя*. Например, в зависимости от группы сложности для усилителя звуковых частот отношение *сигнал/шум* составляет от 60 дБ до 100 дБ и более. По умолчанию отношение сигнал/шум задается для номинального выходного напряжения. Используется (для оценки перегрузочной способности усилителя) и максимальное отношение сигнал/шум (при максимальном выходном напряжении) [7, 17—19].

В качестве одной из мер оценки качества усилителя используется *динамический диапазон* усилителя — D_y . Он равен отношению номинального эффективного выходного напряжения сигнала усилителя (при уровне нелинейных искажений не хуже заданных) к минимальному выходному напряжению (при заданном превышении выходного напряжения сигнала над уровнем помех на выходе): $D_y = U_{\text{вых ном}} / U_{\text{вых min}}$.

*В предельном случае основными помехами на выходе усилителя являются шумы. Превышение минимального действующего выходного напряжения сигнала над эффективным напряжением выходных шумов называют коэффициентом помехозащищенности k_n ($k_n \geq 1$). Обычно эта оценка дается при $k_n = 1$, при котором D_y и отношение *сигнал/шум* численно совпадают.*

Источники сигналов имеют собственный динамический диапазон — D_c . Динамический диапазон звучания симфонического оркестра составляет 80...90 дБ, художественного чтения — 30...40 дБ. Динамический диапазон сигналов радиолокационных приемников составляет 100...120 дБ. Для усиления сигналов с допустимыми нелинейными искажениями и помехозащищенностью необходимо, чтобы динамический диапазон усилителя был не менее динамического диапазона сигналов ($D_y \geq D_c$).

Увеличение динамического диапазона усилителей достигают уменьшением уровня собственных помех, использованием усилительных элементов с малыми собственными шумами, с более линейной характеристикой (мощные высоковольтные выходные транзисторы), применением ручной и автоматической регулировок

усиления, использованием специальных устройств (корректоров, шумоподавителей, ограничителей шума, компандеров и др.).

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения усилителя V_{\max} определяет максимально-достижимую амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых max}}(f_{\text{с}})$ моногармонического (монокроматического) сигнала в заданной полосе рабочих частот до верхней граничной частоты $f_{\text{с}}$ [8—10, 18—22]:

$$V_{\max} = 2\pi f_{\text{с}} U_{\text{вых max}}(f_{\text{с}}) \rightarrow U_{\text{вых max}}(f_{\text{с}}) = \frac{V_{\max}}{2\pi f_{\text{с}}}.$$

Для высококачественных усилителей мощности звуковых частот V_{\max} лежит в пределах $10...500$ В/мкс. Именно такие усилители получают высокую оценку экспертов при определении качества звуковоспроизведения [17]. Повышение уровня выходного сигнала в усилителях с глубокой ООС приводит к понижению верхней граничной частоты усилителя. Это обусловлено задержкой сигнала обратной связи, приводящей к перегрузке активных элементов усилителя [7], увеличением уровней напряжений на управляющих промежутках активных элементов до значений, выходящих за пределы линейных участков раствора их характеристик.

5.3 Искажения, вносимые усилителем импульсных сигналов

Реальный импульсный сигнал может иметь сложную форму. Изменение формы сигнала на выходе усилителя зависит как от линейных искажений (частотных, фазовых), так и от нелинейных.

Линейные искажения. Изменение формы сигнала на выходе линейного усилителя определяется переходными процессами в нем. Инструментом для анализа переходных процессов служит переходная характеристика (ПХ). Переходная характеристика $H(t)$ является реакцией усилителя на воздействие входного сигнала в виде единичной функции $1(t)$ [17—22]. Переходную характеристику обычно нормируют относительно коэффициента усиления [18—22]. *Нормированная переходная характеристика*

$h(t) = \frac{H(t)}{K_o}$ позволяет судить о степени искажения формы выходного сигнала линейным усилителем (рис. 5.5).

Искажения фронта импульса оценивают по времени установления (времени нарастания) t_y и выбросу δ переходной характеристики в области малых времен (рис. 5.5) [7, 17—22]. Областью малых времен называют времена, соизмеримые с временем установления.

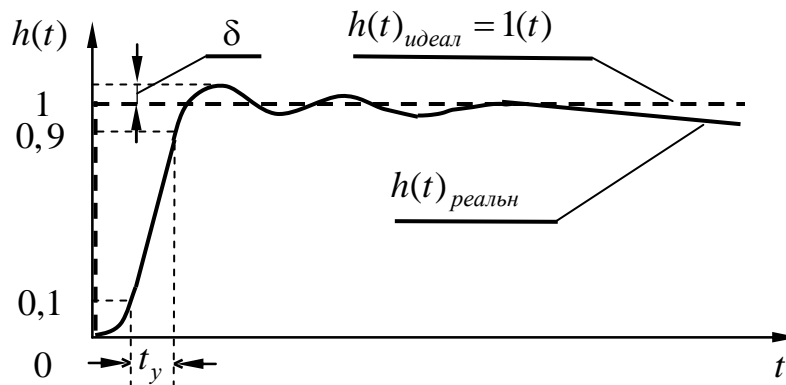


Рис. 5.5 — Идеальная и реальная переходные характеристики

В многокаскадном усилителе суммарное время установления примерно определяется соотношением

$$t_{y\Sigma} \approx \sqrt{\sum_{i=1}^n \Sigma t_{yi}^2},$$

где t_{yi} — время установления i -го каскада, n — число каскадов. По времени установления оценивают быстродействие усилителя. При малых уровнях сигналов оно определяется верхней граничной частотой (f_g), а при больших — максимальной скоростью нарастания выходного напряжения V_{\max} [8—10, 21].

Максимальную скорость нарастания можно определить по ненормированной переходной характеристике для режима большого сигнала $H(t)$:

$$V_{\max} = \left. \frac{\partial H(t)}{\partial t} \right|_{\max}.$$

В высококачественных усилителях *выброс не должен превышать 4...6 %*.

Переходные искажения в области больших времен (времен, превышающих t_y на один — два и более порядков $t \gg t_y$) связаны с искажениями АЧХ на низкочастотном участке (в области нижних частот). Они обусловлены наличием в схемах устройств разделительных и блокировочных конденсаторов, трансформаторов и дросселей или других больших индуктивностей.

Искажения в области больших времен в усилителях импульсных сигналов принято оценивать по нормированной реакции на «единичный импульс», представляющий собой разность двух единичных функций, сдвинутых на длительность импульса t_u (рис. 5.6). Эту реакцию называют искажением (спадом) плоской вершины прямоугольного импульса Δ . Как видно из рис. 5.6, спад плоской вершины определяется нормированной переходной характеристикой в области больших времен ($t \gg t_y$):

$$\Delta = 1 - h(t_u).$$

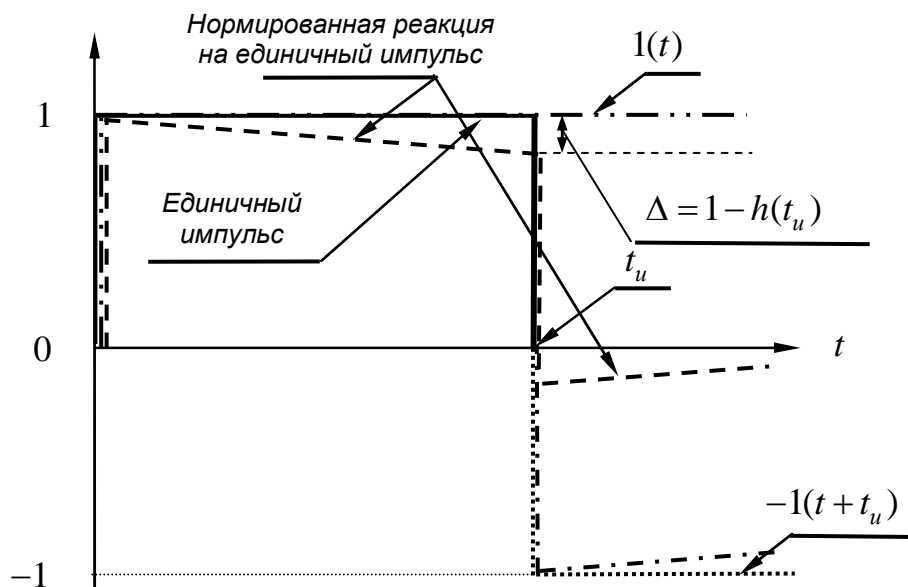


Рис. 5.6 — Искажение плоской вершины

В многокаскадном усилителе в первом приближении результирующее искажение плоской вершины прямоугольного им-

пульса на выходе усилителя Δ_{Σ} определяется суммой искажений вершины импульса за счет всех искажающих цепей:

$$\Delta_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^k \Delta_{ij},$$

где n — число каскадов, k — число искажающих вершину импульса цепей в i -ом каскаде.

Нелинейные искажения в импульсных усилителях тоже приводят к искажению формы выходного сигнала по сравнению с формой входного сигнала [17—23]. В частности, они могут изменять время установления и искажение плоской вершины прямоугольного импульса. Однако преобладающее значение в этих искажениях в большинстве практически важных случаев играют линейные искажения. Связано это с тем, что *в линейных усилителях при приемлемой линейности их амплитудных характеристик* (до 5 %) *искажения* в области малых и в области больших времен *за счет нелинейности обычно* не превышают 10 % от суммарных искажений. Другими словами: они *маскируются* практическими значениями *разбросов* искажений импульсных сигналов за счет *разбросов параметров реактивных элементов* схемы. В этой связи лишь в специальных случаях (например, в генераторах высоколинейных разверток) учитывают влияние на форму выходного сигнала нелинейности амплитудных характеристик.

6 БАЗОВЫЕ КАСКАДЫ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

6.1 Операционные усилители. Основные параметры и характеристики

6.1.1 Операционные усилители (ОУ)

ОУ в настоящее время являются активными элементами для реализации большинства аналоговых устройств. Постоянно появляются новые типы высокочастотных (до 100—1000 МГц и более), специализированных высококачественных ОУ. «Полузаказные» базовые матричные кристаллы содержат до нескольких сотен ОУ и десятков тысяч элементов коммутации и цифровой логики. Они позволяют создавать специализированные многофункциональные аналого-цифровые интегральные микросхемы, в том числе для трактов предварительного усиления и обработки звуковых сигналов. Выпускается широкая номенклатура операционных усилителей мощности. Все это делает целесообразным расширение представлений об ОУ, полученных при изучении дисциплин «Основы схемотехники», «Схемотехника аналоговых электронных устройств», в том числе по анализу и расчету нелинейных искажений и шумовых характеристик функциональных модулей на ОУ [7, 18, 19].

6.1.2 Основные параметры ОУ

Назначение операционных усилителей. ОУ — это микросхема, представляющая трехкаскадный усилитель постоянного тока (УПТ) с симметричным входом, несимметричным выходом, с высоким коэффициентом усиления, большим входным и малым выходным сопротивлениями. Ее эквивалент близок к ИНУН. Микросхема предназначена для реализации функциональных модулей аналоговых устройств путем введения глубоких обратных связей (ОС) по напряжению в каскаде на ОУ. При этом АЧХ модулей определяются параметрами стабильных цепей обратных связей и мало зависят (практически не зависят) от параметров ОУ.

Режим малого сигнала. Основными параметрами ОУ, определяющими передаточные свойства модулей на ОУ в режиме малого сигнала (амплитудная характеристика линейна, амплитуда выходного напряжения на несколько порядков ниже напряжения питания ОУ), являются [8—10]:

K_o^* — дифференциальный коэффициент усиления по напряжению на $f = 0$;

f_1^* — частота единичного усиления, при которой модуль коэффициента передачи ОУ равен единице ($K^*(f_1^*) = 1$).

Примечание: здесь и далее символами со звездочками* обозначаются справочные данные ОУ.

Схема ОУ (рис. 6.1, а) обычно состоит из двух каскадов УПТ (первый из них — дифференциальный) и повторителя [5, 21, 22]. АЧХ ОУ определяется тремя полюсами коэффициента передачи, каждый из которых описывает АЧХ составляющих ОУ каскадов.

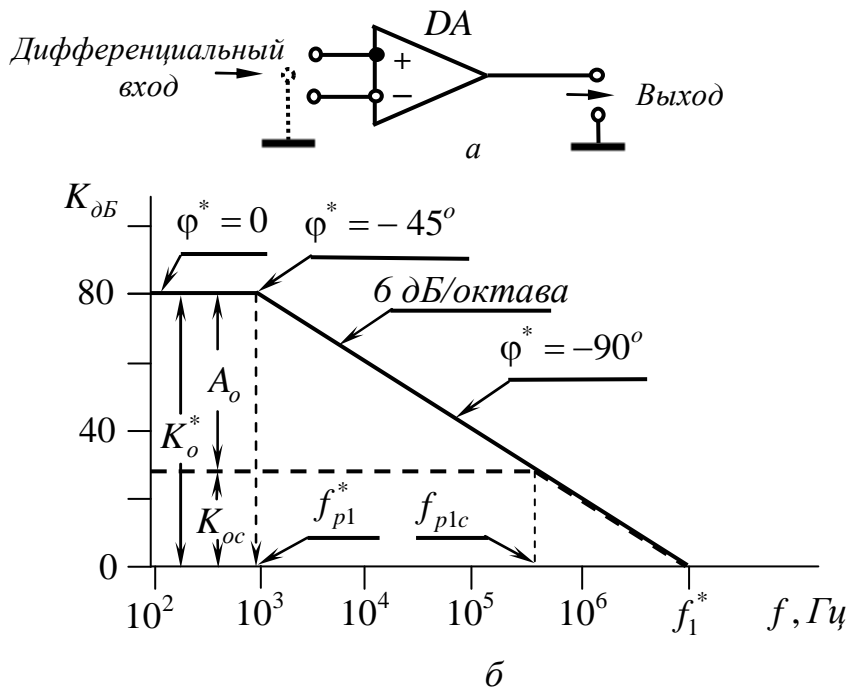


Рис. 6.1

а — условное графическое обозначение ОУ, неинвертирующий (+) и инвертирующий (-) входы;
 б — диаграммы Боде ОУ с внутренней коррекцией — сплошная линия, каскада с последовательной частотно-независимой ООС — штриховая линия

Линейно-ломаную аппроксимацию АЧХ ОУ в полосе частот до f_1^* в двойном логарифмическом масштабе (по оси частот и по оси $K(f)$) называют диаграммой Бode (рис. 6.1).

Простейшая диаграмма Бode (рис. 6.1, б) имеет один полюс f_{p1}^* , который определяется верхней граничной частотой (по уровню 0,707 или 3 дБ) первого каскада ОУ (граничные частоты второго f_{p2} и третьего f_{p3} каскадов ОУ при этом лежат выше f_1^*).

Эта диаграмма представляется ломаной линией, состоящей из двух отрезков прямых (для ее достижения обычно используется фазовая коррекция внутри микросхемы). ОУ с такими диаграммами Бode называют ОУ с внутренней коррекцией АЧХ [7—10].

В полосе частот до f_1^* коэффициент передачи ОУ с внутренней коррекцией определяется выражением, аналогичным таковому для каскада на полевом транзисторе с общим истоком [21, 22]:

$$\dot{K}^* = K^* e^{j\varphi^*} = \frac{K_o^*}{1 + j \frac{f}{f_{p1}^*}}, \quad (6.1)$$

где $K^* = \frac{K_o^*}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{p1}^*}\right)^2}}$, $\varphi = -\arctg \frac{f}{f_{p1}^*}$.

При $f \ll f_{p1}^*$ $K = K_o^*$, $\varphi = 0$.

При $f = f_{p1}^*$ $K = \frac{1}{\sqrt{2}} K_o^* = 0.707 K_o^*$, $\varphi^* = -45^\circ$.

При $f \gg f_{p1}^*$ $K = K_o^* \frac{f_{p1}^*}{f}$, $\varphi^* = -90^\circ$.

Простейшая диаграмма Бode ОУ (с внутренней коррекцией АЧХ) имеет крутизну ската АЧХ **6 дБ/октава** (см. рис. 6.1). Для такой диаграммы используется простейшая линейно-ломанная аппроксимация ФЧХ:

- равномерной части диаграммы Боде соответствует фазовый сдвиг, даваемый ОУ, $\varphi^* = 0^\circ$;
- на частоте f_{p1}^* — $\varphi^* = -45^\circ$;
- выше f_{p1}^* — $\varphi^* = -90^\circ$.

Выше f_1^* ход АЧХ обычно не отображается на диаграмме Боде ОУ по двум причинам:

- на этом участке не может быть обеспечен коэффициент усиления (по напряжению), больший единицы,
- при использовании пассивных цепей обратной связи (трансформаторы напряжения обычно не используются) выше f_1^* петлевое усиление $|\dot{\beta}\dot{K}| < 1$, т.е. усилитель с обратной связью не может возбудиться на частотах $f > f_1^*$.

При последовательной частотно-независимой отрицательной обратной связи по напряжению (ООС) (коэффициент обратной связи — чисто действительная величина, т.е. $\dot{\beta} = \beta$) коэффициент передачи определяется выражением

$$\dot{K}_c = \frac{\dot{K}^*}{1 + \dot{\beta}\dot{K}^*} = \frac{\dot{K}^*}{1 + \beta\dot{K}^*}. \quad (6.2)$$

Усилитель будет устойчив, если в соответствии с критерием Найквиста [18, 22] годограф петлевого усиления $\dot{\beta}\dot{K}^*$ не охватывает точку с координатами $(-1, 0)$. Другими словами, **усилитель устойчив, если одновременно не выполняются условия баланса амплитуд и баланса фаз:**

$$|\dot{\beta}\dot{K}^*| \geq 1 \text{ и } \varphi_k^* + \varphi_\beta = \pm 180^\circ. \quad (6.3)$$

Очевидно (рис. 6.1), что **при использовании ОУ с глубокой обратной связью** (глубина ОС $|\dot{A}| = |1 + \dot{\beta}\dot{K}^*| \gg 1$) **выполняется условие баланса амплитуд** в полосе частот до $f \leq f_{p1c}$. Это связано с тем, что $|\dot{A}| = |1 + \dot{\beta}\dot{K}^*| \gg 1$, т.е. и $|\dot{\beta}\dot{K}^*| \geq 1$.

При использовании такого ОУ с частотно-независимой ОС ($\dot{\beta} = \beta$) **условие баланса фаз не выполняется** до частоты единичного усиления.

$$|\varphi_k^* + \varphi_\beta| = |\varphi_k^*| \leq |-90^\circ| < |\pm 180^\circ|.$$

Последнее свидетельствует о том, что *при частотно-независимой ОС* ($\dot{\beta} = |\dot{\beta}| = \beta$) *усилитель с глубокой ОС на ОУ с внутренней коррекцией абсолютно устойчив при любых глубинах ОС* $\dot{A} = 1 + \beta \dot{K}^*$. Это обусловлено тем, что выше частоты f_1^* , где может выполняться условие баланса фаз (6.3), не выполняется условие баланса амплитуд.

Режим линейного усиления большого гармонического сигнала. В этом режиме амплитудная характеристика отклоняется от линейной на допустимую величину, амплитуда выходного напряжения может быть соизмерима с напряжением питания. Основными параметрами, характеризующими ОУ в таком режиме, являются [8—10]:

– *максимальное низкочастотное значение амплитуды неискаженного выходного гармонического сигнала* $U_{m2}^*(0)$ (рис. 6.2);

– *максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ* V_{\max}^* , которая определяет максимальное значение производной выходного напряжения по времени при подаче скачка напряжения на вход ОУ.

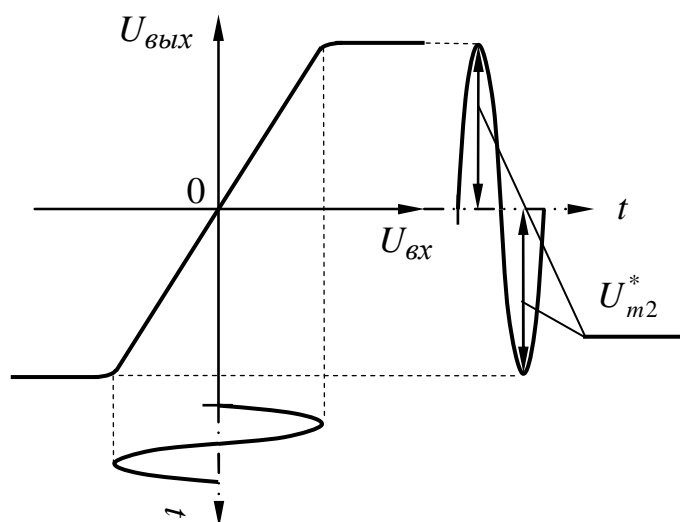


Рис. 6.2 — Максимальная амплитуда неискаженного выходного напряжения гармонического сигнала ОУ

V_{\max}^* измеряется при включении ОУ по схеме со 100 %-ной последовательной ООС по напряжению (по схеме неинвертирующего повторителя) [10].

Достижимая амплитуда выходного напряжения гармонического сигнала U_{m2} в области нижних частот $U_{m2}^*(0)$ определяется напряжением питания ОУ и остаточным напряжением на выходном электроде транзистора оконечного каскада ОУ (повторителя). Обычно $U_{m2}^*(0) \approx (0,85 - 0,9)E_n$, где E_n — напряжение двуполярного питания ($\pm E_n$).

При гармоническом сигнале $U_{\text{вых}}(t) = U_{m2} \cos(2\pi ft + \varphi_2)$ максимальная скорость его изменения $V_{\max \text{ сигнала}} = \left| \frac{dU_{\text{вых}}(t)}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f U_{m2}$. На верхних частотах рабочего диапазона

при неизменной амплитуде выходного напряжения гармонического сигнала ОУ скорость нарастания выходного напряжения увеличивается. Это ведет к уменьшению максимально-достижимой амплитуды выходного напряжения гармонического сигнала в каскадах на ОУ, т.к. максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ V_{\max}^* ограничена (рис. 6.2, 6.3) [21].

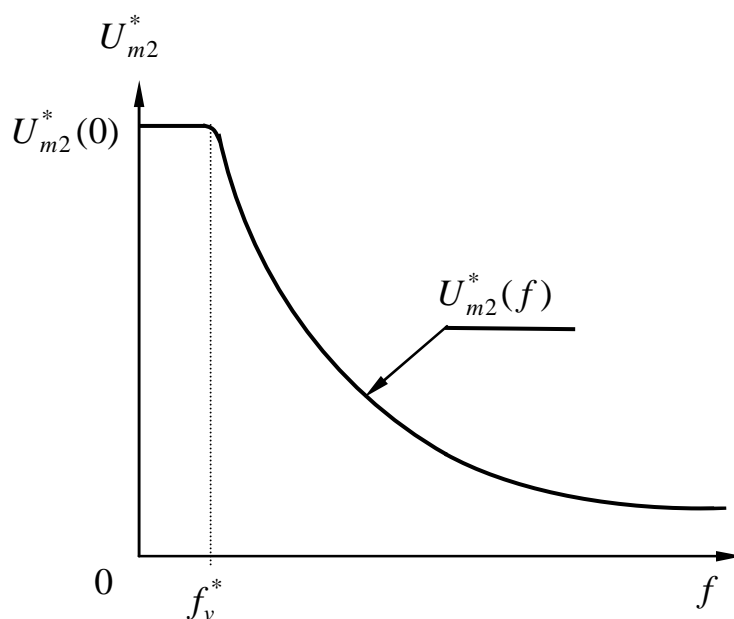


Рис. 6.3 — Зависимость максимальной амплитуды выходного напряжения ОУ от частоты в линейном масштабе

Снижение максимально-достижимой амплитуды выходного напряжения операционного усилителя происходит от низкочастотного справочного значения $U_{m2}^*(0)$, определяемого используемым напряжением источника питания, до высокочастотного $U_{m2}^*(f_e)$, определяемого максимальной скоростью нарастания выходного напряжения ОУ V_{\max}^* .

Зависимость комплексной амплитуды максимального выходного напряжения ОУ от частоты $\dot{U}_{m2}^*(j\omega)$ определяется равенством [21]:

$$\dot{U}_{m2}^*(j\omega) = U_{m2}^*(0) \frac{1}{1 + j \frac{2\pi f U_{m2}^*(0)}{V_{\max}^*}} = \frac{U_{m2}^*(0)}{1 + j \frac{f}{f_v^*}}, \quad (6.4)$$

модуля максимально-достижимой амплитуды выходного напряжения

$$U_{m2}^*(f) = U_{m2}^*(0) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f U_{m2}^*(0)}{V_{\max}^*} \right)^2}} = U_{m2}^*(0) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_v^*} \right)^2}}. \quad (6.5)$$

$$\text{Здесь } f_v^* = \frac{V_{\max}^*}{2\pi U_{m2}^*(0)} = \frac{1}{2\pi \tau_v^*} \quad (6.6)$$

границная частота ОУ в режиме линейного усиления большого сигнала, на которой амплитуда выходного напряжения гармонического сигнала ОУ снижается на 3 дБ по сравнению с максимально возможным низкочастотным значением;

$$\tau_v^* = \frac{U_{m2}^*(0)}{V_{\max}^*} = \frac{1}{2\pi f_v^*} \quad (6.7)$$

постоянная времени для верхних частот в режиме большого сигнала.

Заметим, что для импортных ОУ иногда вместо амплитуды выходного напряжения $U_{m2}^*(0)$ в справочных данных приводится «размах» выходного напряжения, численно равный удвоенной амплитуде:

$$\Delta U_{\text{вых}}^*(0) = 2U_{m2}^*(0).$$

Для правильного использования ОУ в аналоговых устройствах следует представлять, как формируется зависимость макси-

мальной амплитуды выходного напряжения гармонического сигнала от частоты (рис. 6.3). Для удобства анализа графических зависимостей используем двойной логарифмический масштаб при представлении частотных зависимостей коэффициентов передачи, входных и выходных напряжений (рис. 6.4). Согласно [7] и п. 6.1.2 АЧХ ОУ в полосе частот до f_1 определяется первым дифференциальным каскадом ОУ (рис. 6.4, а). Раствор линейного участка проходной характеристики ОУ (рис. 6.2) определяется входным напряжением $\frac{U_{m2}^*(0)}{K_o}$ порядка единиц — десятков мкВ,

т.к. обычно $U_{m2}^*(0)$ — порядка 10 В, а K_o^* — порядка 100—120 дБ. Отсюда следует:

1) при амплитудах сигнала на входе ОУ порядка 10 мкВ ограничение выходного сигнала ОУ ($U_{m2}^*(0)$, рис. 6.4, б), определяется вторым каскадом ОУ (раствор проходных характеристик этого каскада по входным напряжениям на биполярных и полевых транзисторах на 3—5 порядков выше единиц мкВ) [25];

2) верхний предел форсажа входного напряжения $U_{m1 \max}(0)$, компенсирующего снижение коэффициента усиления 1-го каскада, определяется раствором входных характеристик 1-го каскада, который практически и определяет максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ.

Заметим, что линейно нарастающее с повышением частоты форсирующее напряжение при $U_{m1}(f) = const$ в каскадах на ОУ с частотно-независимой обратной связью [5, 18, 21—24] получается автоматически. Это обусловлено тем, что в них напряжение на дифференциальном входе ОУ (управляющее напряжение дифференциального каскада) формируется как разность входного напряжения и напряжения обратной связи. В таких каскадах глубина обратной связи A_o полностью определяет предел нарастания форсирующего напряжения $F_o \equiv A_o$ (рис. 6.4).

Для импульсного сигнала уменьшение времени установления (рис. 6.5) каскадов на ОУ при введении ООС обусловлено изменением формы управляющего напряжения.

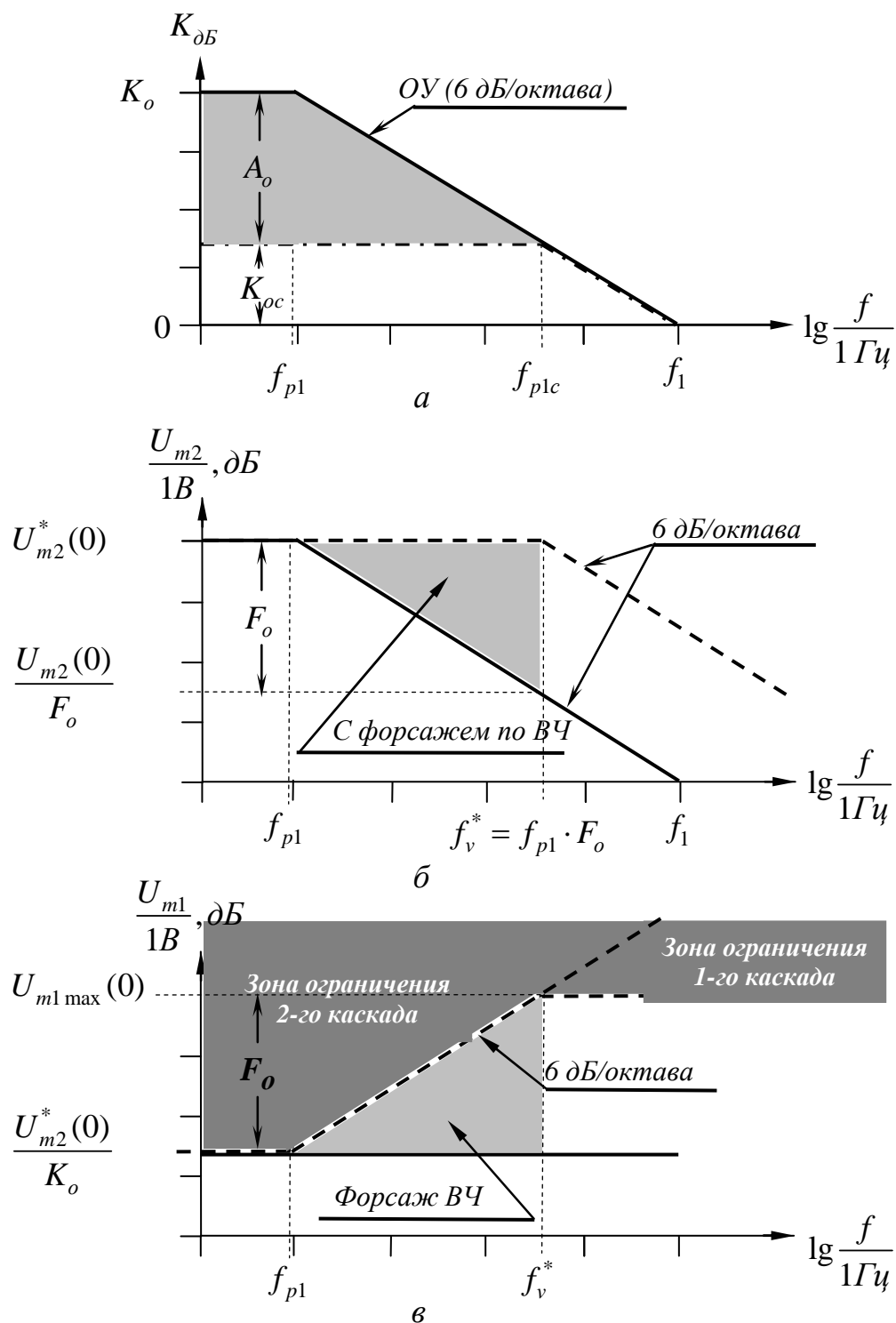


Рис. 6.4 — Частотные характеристики:
 а — диаграмма Бode ОУ с внутренней коррекцией (сплошная линия),
 тонирована область, в которой обеспечивается $U_{m2}^*(0)$;
 б — амплитуды входного напряжения, обеспечивающие $U_{m2}(f) = U_{m2}^*(0)$:
 без высокочастотного форсажа — сплошная линия, с форсажем —
 пунктир; в — зоны ограничения (тонировано темным тоном)
 и зона форсажа входного напряжения (тонировано светлым тоном)

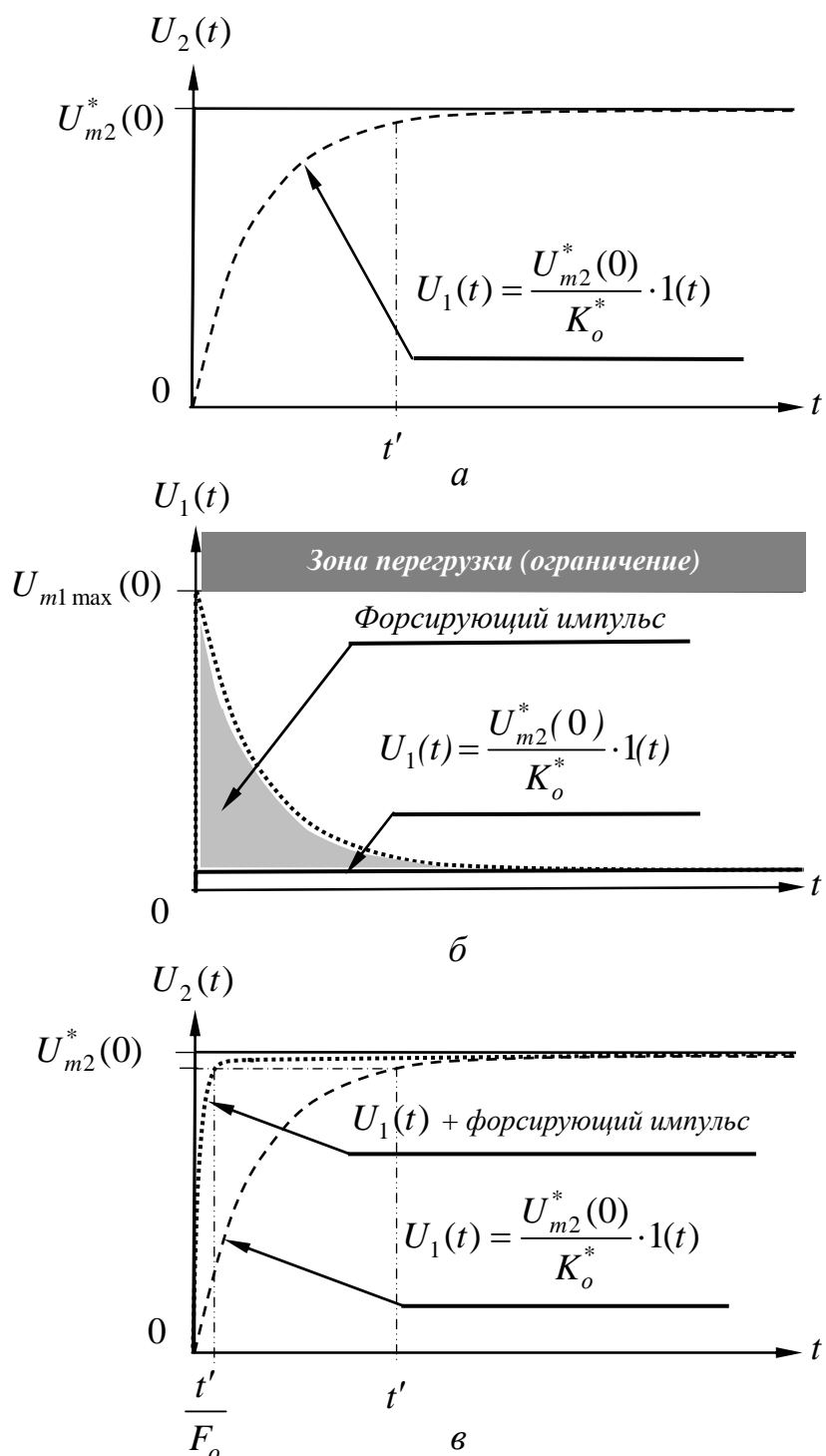


Рис. 6.5 — Переходная характеристика и формирование управляющего импульса в каскадах на ОУ с последовательной ООС

для амплитуды напряжения выходного импульса $U_1(t) = \frac{U_{m2}^*(0)}{K_o^*} \cdot 1(t)$:

- а — без ООС (при входном воздействии, пропорциональном $1(t)$);
 в — с ООС (при управляющем входном напряжении ОУ в виде суммы напряжений пропорционального $1(t)$ и форсирующего импульсов)

Для обеспечения $U_{имп\max 2}^* = U_{m2}^*(0)$ это напряжение при воздействии на вход ступеньки напряжения, пропорциональной $1(t)$, представляет разность ступеньки $U_{m1\max}(0) \cdot 1(t)$ и напряжения ООС, пропорционального $U_2(t) = H(t)$ (рис. 6.5, а). В результате управляющее напряжение получается с «форсирующим импульсом», амплитуда которого пропорциональна глубине ООС. Это ускоряет переходной процесс и уменьшает время установления каскада на ОУ до тех пор, пока полностью не используется раствор линейного участка проходных вольт-амперных характеристик второго каскада [25]. При $U_{имп\max 2}^* < U_{m2}^*(0)$ (рис. 6.2, б) увеличивается глубина ООС, но пропорционально ее увеличению уменьшается и достижимая амплитуда выходного сигнала, т.к. пределы повышения управляющего напряжения на дифференциальном входе ОУ ограничены раствором проходных характеристик первого каскада по входным напряжениям.

6.2 Базовые каскады с равномерными АЧХ на ОУ с внутренней коррекцией. Основные свойства

6.2.1 Неинвертирующий каскад

Режим малого гармонического сигнала. Схема неинвертирующего каскада на ОУ приведена на рис. 6.6. Это каскад с последовательной частотно-независимой отрицательной обратной связью по напряжению.

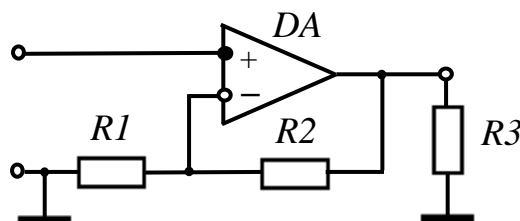


Рис. 6.6 — Схема неинвертирующего каскада на ОУ

Коэффициент обратной связи для этого каскада не зависит от частоты

$$\dot{\beta} = \beta = \frac{R1}{R1 + R2}.$$

Для ОУ с внутренней коррекцией АЧХ выражение коэффициента передачи неинвертирующего каскада с частотно-независимой обратной связью в соответствии с (6.1, 6.2) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{K}_c &= \frac{\dot{K}^*}{1 + \beta \dot{K}^*} = \frac{\dot{K}^*}{1 + \beta \dot{K}^*} = \\ &= K_c e^{j\varphi_c} = \frac{\dot{K}^*}{1 + \beta \dot{K}^*} = \frac{\frac{K_o^*}{1 + j \frac{f}{f_{p1}^*}}}{1 + \beta \frac{K_o^*}{1 + j \frac{f}{f_{p1}^*}}} = \frac{K_{oc}}{1 + j \frac{f}{f_{p1c}}}, \end{aligned} \quad (6.8)$$

где

$$K_{oc} = \frac{K_o^*}{1 + \beta K_o^*} \quad (6.9)$$

коэффициент усиления неинвертирующего каскада на средних и нижних частотах;

$$f_{p1}^* = \frac{f_1^*}{K_o^*} \quad (6.10)$$

частота полюса диаграммы Боде ОУ;

$$f_{p1c} = f_{p1} \times (1 + \beta K_o^*) = \frac{f_1^*}{K_{oc}} \quad (6.11)$$

частота полюса диаграммы Боде неинвертирующего каскада.

Выражение (6.8) определяет нормированный коэффициент передачи каскада

$$\dot{Y} = \frac{\dot{K}_c}{K_{oc}} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{p1c}}} \quad (6.12)$$

и основные частотные характеристики каскада в режиме малого сигнала:

уравнение АЧХ — $|\dot{K}_c| = K_c = \frac{K_{oc}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{p1c}}\right)^2}}$; (6.13)

уравнение нормированной АЧХ —

$$|\dot{Y}_c| = Y_c = \frac{K_c}{K_{oc}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{p1c}}\right)^2}}; \quad (6.14)$$

уравнение коэффициента частотных искажений —

$$M = \frac{1}{Y} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{p1c}}\right)^2}; \quad (6.15)$$

уравнение ФЧХ — $\varphi_c = -\arctg \frac{f}{f_{p1c}}$. (6.16)

Площадь усиления каскада [21], равная произведению коэффициента усиления K_{oc} на верхнюю граничную частоту $f_{\varepsilon 0,7} = f_{p1c}$ (по уровню $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ нормированной АЧХ),

$$\Pi_c = K_{oc} \cdot f_{\varepsilon 0,7} = K_o \cdot f_{p1} = f_1^*. \quad (6.17)$$

Другими словами: частота единичного усиления ОУ f_1^* определяет площадь усиления неинвертирующего каскада на ОУ с внутренней коррекцией АЧХ.

Обычно в каскаде используется глубокая ООС, когда глубина ОС на нижних частотах $A_o = 1 + \beta K_o \gg 1$. При этом коэффициент усиления каскада K_{oc} оказывается практически независимым от коэффициента усиления ОУ K_o^* :

$$K_{oc} = \frac{K_o^*}{1 + \beta K_o^*} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (6.18)$$

В этом случае верхняя граничная частота каскада по уровню $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ (6.14)

$$f_{\epsilon 0,7} = f_{p1c} = \frac{f_1^*}{K_{oc}} \approx \frac{f_1^*}{1 + \frac{R2}{R1}} \quad (6.19)$$

или для заданного отклонения АЧХ от идеальной $M_{\epsilon} = \frac{1}{Y_{\epsilon}}$ на верхней рабочей частоте f_{ϵ}

$$M_{\epsilon} = \frac{1}{Y_{\epsilon}} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_{\epsilon}}{f_{p1c}} \right)^2}. \quad (6.20)$$

То есть верхняя граничная частота неинвертирующего каскада $f_{\epsilon 0,7}$ связана с верхней частотой заданного диапазона частот f_{ϵ} при допустимом значении коэффициента частотных искажений M_{ϵ} соотношением

$$f_{\epsilon 0,7} = \frac{f_{\epsilon}}{\sqrt{M_{\epsilon}^2 - 1}}. \quad (6.21)$$

Режим малого импульсного сигнала. Если амплитуда импульсного сигнала значительно меньше (на два-три порядка) напряжения питания ОУ, то выражение (6.12) позволяет получить изображение по Лапласу нормированной переходной характеристики каскада в области малых времен [21]

$$h(p) = \frac{Y(p)}{p} = \frac{1}{p(1 + p\tau_{\epsilon c})}, \quad (6.22)$$

где p — оператор,

$$\tau_{\epsilon c} = \frac{1}{2\pi f_{p1c}} = \frac{1}{2\pi f_{\epsilon 0,7}} \quad \text{— постоянная времени для области}$$

верхних частот.

С помощью обратного преобразования Лапласа (теоремы о вычетах) не представляет трудности найти нормированную *переходную характеристику каскада в области малых времен для малосигнального режима* [21, 22] $h(t)$. Она аналогична характеристике $h(t)$ простейшего усилительного каскада (например, на полевом транзисторе в схеме с общим истоком [21, 22]).

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{вс}}}}. \quad (6.23)$$

В соответствии с (6.23, 6.19) **время установления в режиме малого сигнала**

$$t_y = 2.2\tau_{\text{вс}} = \frac{0,35}{f_{\text{в}0,7}} = \frac{0,35}{f_1^*} K_{\text{ос}} = \frac{0,35}{f_1^*} \cdot \frac{R1 + R2}{R1}. \quad (6.24)$$

Режим линейного усиления большого гармонического сигнала. Частотная зависимость максимально-достижимой амплитуды выходного напряжения ОУ в режиме линейного усиления большого гармонического сигнала (6.6) представлена на рис. 6.7 [21, 22]. По форме эта зависимость подобна АЧХ каскада на ОУ с последовательной ООС по напряжению (рис. 6.1). Это позволяет определить *соотношения для расчета линейных искажений в режиме линейного усиления гармонического сигнала с максимальной амплитудой* выходного напряжения $U_{m2}^* = U_{m2}^*(0)$, обеспечиваемой ОУ на нижних частотах:

– *нормированный коэффициент передачи* —

$$\dot{Y}_{U_{m2}^*(0)} = \frac{\dot{U}_{m2}(j\omega)}{U_{m2}^*(0)} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_v}}; \quad (6.25)$$

– *нормированную АЧХ* —

$$\left| \dot{Y}_{U_{m2}^*(0)} \right| = Y_{U_{m2}^*(0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_v^*} \right)^2}}; \quad (6.26)$$

– *коэффициент частотных искажений* —

$$M_{U_{m2}^*(0)} = \frac{1}{Y_{U_{m2}^*(0)}} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_v^*} \right)^2}; \quad (6.27)$$

– *ФЧХ* —

$$\varphi_{U_{m2}^*(0)} = -\text{arctg} \frac{f}{f_v^*}, \quad (6.28)$$

где верхняя граничная частота в режиме обеспечения максимальной амплитуды сигнала на выходе ОУ (6.7)

$$f_v^* = \frac{1}{2\pi\tau_v^*} = \frac{U_{m2}^*(0)}{V_{\max}^*}.$$

• **Характеристики частотной зависимости выходного напряжения для разных уровней выходного напряжения** (рис. 6.4, 6.7) подобны диаграммам Боде ОУ и каскада на ОУ с последовательной ООС по напряжению (рис. 6.1). Снижение уровня выходного напряжения в B раз относительно максимального уровня (до $U_{m2}(0)$, рис. 6.7) приводит к повышению граничной частоты линейного усиления f_v^\bullet в B раз по сравнению с f_v^* . Это повышение подобно тому, как повышается f_{plc} при снижении коэффициента усиления каскада на ОУ при введении последовательной ООС по напряжению с глубиной A_o (рис. 6.1).

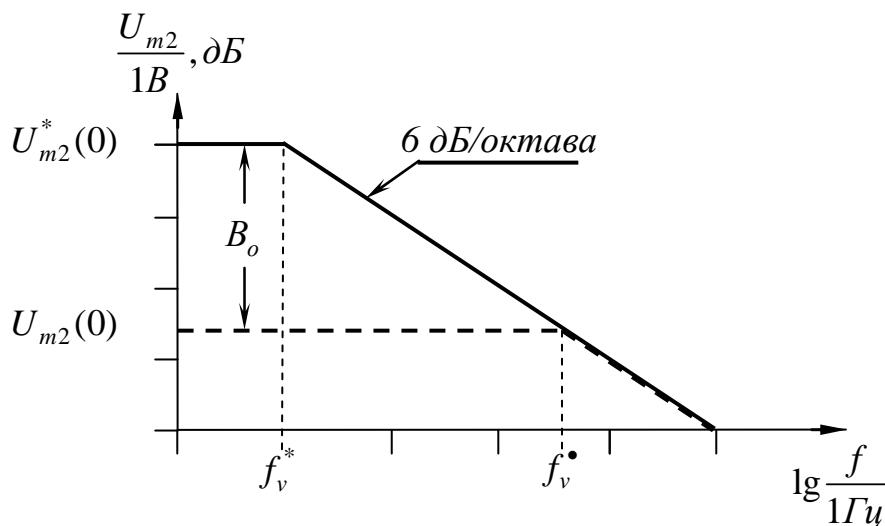


Рис. 6.7 — Частотные характеристики в двойном логарифмическом масштабе:

- 1) амплитуда входного сигнала соответствует максимально достижимой амплитуде выходного напряжения ОУ на нижних частотах — сплошная линия;
- 2) амплитуда входного сигнала соответствует амплитуде выходного напряжения ОУ на нижних частотах меньшей, чем максимально допустимая — пунктирная линия

В этой связи **соотношения**, определяющие частотную зависимость основных линейных характеристик каскада в режиме большого сигнала **для любых уровней выходного напряжения** $U_{m2}(0) \leq U_{m2}^*(0)$, принимают вид:

— *нормированный коэффициент передачи* —

$$\dot{Y}_{U_{m2}(0)} = \frac{\dot{U}_{m2}(j\omega)}{U_{m2}(0)} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_v^\bullet}}; \quad (6.29)$$

— *нормированная АЧХ* —

$$\left| \dot{Y}_{U_{m2}(0)} \right| = Y_{U_{m2}(0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_v^\bullet} \right)^2}}; \quad (6.30)$$

— *коэффициент частотных искажений* —

$$M_{U_{m2}(0)} = \frac{1}{Y_{U_{m2}(0)}} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_v^\bullet} \right)^2}; \quad (6.30a)$$

— *ФЧХ* —

$$\varphi_{U_{m2}(0)} = -\operatorname{arctg} \frac{f}{f_v^\bullet}, \quad (6.31)$$

где

$$f_v^\bullet = \frac{U_{m2}^*(0)}{U_{m2}} \times f_v^*, \quad (6.32)$$

а частота f_v^* , согласно (6.7), — $f_v^* = \frac{1}{2\pi\tau_v^*} = \frac{U_{m2}^*(0)}{V_{\max}^*}$.

Принимая во внимание, что аналоговые электронные устройства работают в линейном режиме при небольшом уровне допустимых нелинейных искажений (подразд.5.2, рис. 5.4) и изложенное выше (п. 6.2.1), констатируем следующее.

• *ОУ неинвертирующего каскада для обеспечения заданной амплитуды выходного напряжения $U_{m2} = U_{m2}(0)$ и линейного режима работы с коэффициентом частотных искажений на верхней рабочей частоте f_ϵ , не превышающим допус-*

тимый ($M_\epsilon = \frac{1}{Y_\epsilon} \leq \sqrt{1 + \left(\frac{f_\epsilon}{f_{\epsilon 0,7}} \right)^2}$), должен отвечать по па-

раметрам совместному выполнению двух неравенств:

$$\left. \begin{aligned} f_1^* &\geq K_{oc} \cdot f_{e0,7} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot f_{e0,7}; \\ V_{\max}^* &\geq 2\pi U_{m2}(0) \cdot \frac{f_1^*}{1 + \frac{R2}{R1}}, \end{aligned} \right\} \quad (6.33)$$

где $\frac{f_1^*}{1 + \frac{R2}{R1}} = f_{e \text{ реал } 0,7}$ — реальная граничная частота неинверти-

рующего каскада на ОУ с частотой единичного усиления f_1^* .

Первое из этих неравенств определяет допустимую инерционность свойств используемого ОУ в линейном режиме, а второе — гарантирует отсутствие перегрузки ОУ в заданном диапазоне частот при заданном выходном напряжении.

• **В режиме линейного усиления большого сигнала линейные искажения определяются соотношениями для режима малого сигнала при выполнении неравенств**

$$f_{e \text{ реал } 0,7} = \frac{1}{2\pi\tau_{ec}} = \frac{f_1^*}{K_{oc}} = \frac{f_1^*}{1 + \frac{R2}{R1}} \leq \frac{V_{\max}^*}{2\pi U_{m2}(0)} = \frac{1}{2\pi\tau_v^*} = f_v^* \quad (6.34)$$

$$\text{или } \tau_{ec} \geq \tau_v^*.$$

Эти соотношения справедливы для любой амплитуды выходного напряжения $U_{m2}(0) \leq U_{m2}^*(0)$, если граничная частота по обеспечению линейного режима работы для этой амплитуды не ниже граничной частоты усиления каскада для заданного коэффициента усиления в малосигнальном режиме на выбранном ОУ $f_v^* \geq f_{e \text{ реал } 0,7}$.

Режим линейного усиления большого импульсного сигнала. Линейные искажения для «прямоугольных» импульсных сигналов большой амплитуды оцениваются с помощью переходной характеристики каскада $H(t)$. Выражения (6.22, 6.25) свидетельствуют о том, что при использовании ОУ с внутренней коррекцией АЧХ переходная характеристика каскада, обеспечивающего максимальную амплитуду выходного импульса $U_{\text{имп max } 2}^*$, имеет вид

$$H(t)^* = U_{\text{имп max 2}}^* (1 - e^{-t/\tau_v^*}). \quad (6.35)$$

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения в этом случае определяется производной $(H(t)^*)'$ при $t = 0$ (6.35):

$$V_{\text{max}}^* = (H(0)^*)' = \frac{1}{\tau_v^*} U_{\text{имп max 2}}^*, \text{ где } \tau_v^* = \frac{U_{\text{имп max 2}}^*}{V_{\text{max}}^*}, \quad (6.36)$$

а время установления усилителя определяется равенством [21, 22]

$$t_y = 2,2\tau_v^* = 2,2 \frac{U_{\text{имп max 2}}^*}{V_{\text{max}}^*}. \quad (6.37)$$

Нормированная переходная характеристика и время установления каскада, работающего в линейном режиме, для произвольного уровня большого сигнала $U_{\text{имп max 2}} < U_{\text{имп max 2}}^*$ определяются выражениями, аналогичными таковым для режима малого сигнала (6.23, 6.24):

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_v^\bullet}}, \quad (6.38)$$

$$t_y = 2,2\tau_v^\bullet = 2,2 \frac{U_{\text{имп max 2}}}{V_{\text{max}}^*},$$

где $\tau_v^\bullet = \frac{U_{\text{имп max 2}}}{V_{\text{max}}^*}.$

Резюмируя изложенное с учетом п. 6.2.1, констатируем следующее.

• **Для обеспечения требуемого времени установления каскада (6.24) и заданной амплитуды импульсного сигнала (6.39) операционный усилитель должен отвечать по параметрам совместному выполнению двух неравенств:**

$$\left. \begin{aligned} f_1^* &\geq \frac{0,35}{t_y} \cdot K_{oc} = \frac{0,35}{t_y} \cdot \frac{R1 + R2}{R1}; \\ V_{\text{max}}^* &\geq 2,2 \frac{U_{\text{имп max 2}}}{t_y}. \end{aligned} \right\} \quad (6.39)$$

• *В режиме большого импульсного сигнала линейные искажения определяются соотношениями для режима малого сигнала при выполнении неравенства (6.34) или*

$$t_y = 2,2 \cdot \frac{K_{oc}}{2\pi f_1^*} = 0,35 \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{f_1^*} \geq 2,2 \cdot \frac{U_{m2}(0)}{V_{max}^*}, \text{ или } \tau_{вс} \geq \tau_v^*. \quad (6.39a)$$

Примечание. Заметим, что под амплитудой импульсного сигнала понимается перепад (размах) напряжения от минимального значения до максимального.

Другими словами: изложенное выше справедливо для последовательности «разнополярных» импульсных сигналов (или одиночных импульсных сигналов с равными положительными и отрицательными амплитудами $U_{имп\max 2}^* = U_{m2}^*(0)$).

Для «однополярных» импульсных сигналов возможно обеспечение на выходе ОУ $U_{имп\max 2 o}^* = 2U_{m2}^*(0)$. Для таких сигналов смещением нуля по входному напряжению (рис. 6.2) возможно обеспечение на выходе ОУ сигналов с удвоенной амплитудой $U_{имп\max 2 o} \leq 2U_{m2}^*(0)$, но и с удвоенным временем установления (6.39a). Больше этих амплитуд ОУ обеспечить не может, т.к. заходит в режим ограничения (и снизу, и сверху), непригодный для аналоговых устройств.

6.2.2 Инвертирующий каскад

Режим малого гармонического сигнала. Инвертирующий каскад на ОУ (рис. 6.8) является каскадом с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. Коэффициент передачи такого каскада $\dot{K}_{св}$ определяется произведением:

$$\dot{K}_{св} = \dot{K}_{дел} \times (-\dot{K}_{oc}), \quad (6.40)$$

где $\dot{K}_{дел}$ — коэффициент передачи делителя ($R1, R2$), уменьшающий уровень сигнала на входе ОУ по сравнению с входным напряжением каскада без обратной связи;

\dot{K}_{oc} , как и ранее (6.2), — коэффициент передачи усилителя с учетом обратной связи по отношению к напряжению, развиваемому на дифференциальном входе ОУ источником входного сигнала.

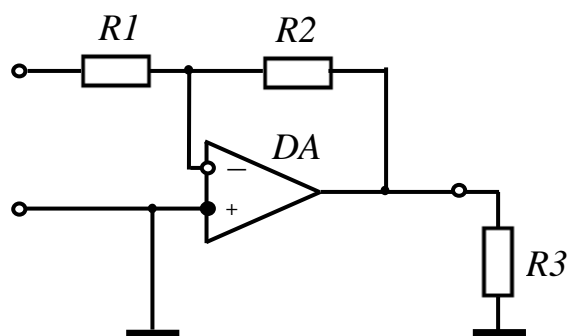


Рис. 6.8 — Схема инвертирующего каскада

Коэффициент передачи делителя $\dot{K}_{дел}$ (рис. 6.8) при правильном выборе номиналов резисторов в рабочем диапазоне частот практически не зависит от частоты. Для этого сопротивления резисторов должны быть не менее чем на порядок меньшими реактивных сопротивлений паразитных емкостей, шунтирующих $R1, R2$ в рабочем диапазоне частот [7] (как правило, это условие выполняется для заданий на учебное проектирование).

$$\dot{K}_{дел} = K_{дел} = \frac{R2}{R1 + R2}. \quad (6.41)$$

Деления входного сигнала приводят к отличию диаграммы Бode инвертирующего каскада от диаграммы Бode неинвертирующего каскада на $K_{дел}$ (рис. 6.9). Выражение (6.40) совместно с (6.8—6.11) позволяет определить коэффициент передачи инвертирующего каскада

$$\dot{K}_{св} = \dot{K}_{дел} \times (-\dot{K}_{ос}) = -\frac{K_{осв}}{1 + \left(\frac{jf}{f_{p1c}}\right)}, \quad (6.42)$$

где $K_{дел}$, $K_{осв}$ и f_{p1c} определяются равенствами (6.41, 6.8 и 6.11).

Нормированные частотные и фазовые характеристики инвертирующего каскада оказываются аналогичными соответствующим характеристикам неинвертирующего каскада (6.11—6.16, 6.18—6.21). Наличие делителя входного сигнала при этом приводит к некоторому уменьшению площади усиления каскада (6.17) ($\Pi_{св} < K_{дел} \cdot f_1$), которое оказывается несущественным при коэффициентах усиления более 15—20 дБ.

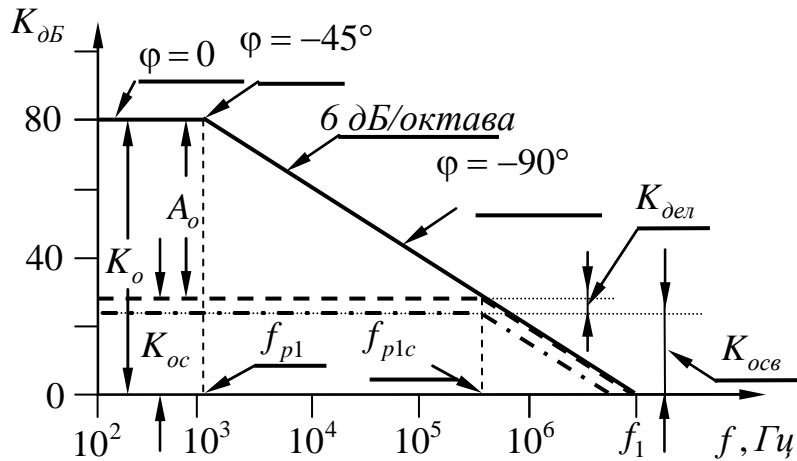


Рис. 6.9 — Диаграммы Бode
 ОУ с внутренней коррекцией (сплошная линия),
 неинвертирующего каскада (штриховая линия),
 инвертирующего каскада (штрихпунктирная линия)

При глубокой ОС ($A_o = 1 + \beta K_o \gg 1$) коэффициент усиления инвертирующего каскада и верхняя граничная частота определяются равенствами

$$K_{осв} = \frac{R2}{R1} \text{ и } f_{с 0,7} = f_{p1c} = \frac{f_1}{K_{ос}} \approx \frac{f_1}{1 + \frac{R2}{R1}}. \quad (6.43)$$

Режим малого импульсного сигнала. Нормированная переходная характеристика неинвертирующего каскада в соответствии с равенствами (6.42, 6.12) аналогична характеристике неинвертирующего каскада. В этой связи равенства (6.22), (6.23) справедливы и для расчета характеристик инвертирующего каскада.

Режим линейного усиления большого гармонического сигнала. Частотная зависимость амплитуды выходного напряжения инвертирующего каскада на ОУ с внутренней коррекцией АЧХ, характеристики частотной зависимости выходного напряжения для разных уровней выходного напряжения аналогичны рассмотренным выше характеристикам для неинвертирующего каскада (6.25—6.34). В принципе существуют незначительные различия этих характеристик, обусловленные различием коэффициентов передачи с неинвертирующего и инвертирующего входов входного дифференциального каскада ОУ. Однако их имеет смысл учитывать только при проектировании

измерительных устройств повышенной точности [26]. Такое проектирование выходит по объему за рамки типовых малоформатных заданий на учебное курсовое проектирование и может быть предметом индивидуальных заданий повышенной сложности и трудоемкости.

Режим линейного усиления большого импульсного сигнала. В учебном проектировании можно пренебречь незначительным различием передачи сигналов с неинвертирующего и инвертирующего входов ОУ [23, 25]. Приблизительно (с погрешностью менее 5 %) можно считать *линейные искажения импульсных сигналов большой амплитуды* инвертирующего каскада одинаковыми с соответствующими искажениями неинвертирующего каскада (6.35—6.39). Аналогичными оказываются и требования по выбору ОУ исходя из требуемых коэффициентов усиления и допустимых линейных искажений (6.34, 6.39).

6.3 Влияние второго полюса диаграммы Боде ОУ на характеристики базовых каскадов с равномерными АЧХ

В быстродействующих ОУ диаграмма Боде часто имеет второй полюс f_{p2}^* диаграммы в полосе частот до частоты единичного усиления f_1^* (рис. 6.10).

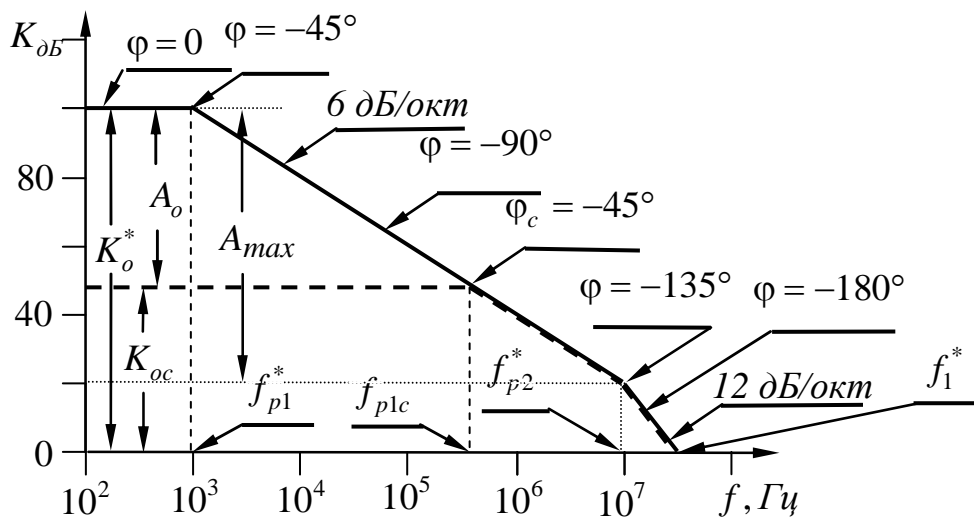


Рис. 6.10 — Диаграммы Боде ОУ без внутренней коррекции (сплошная линия), неинвертирующего каскада (штриховая линия)

ОУ с такими диаграммами Боде называют ОУ без внутренней коррекции АЧХ [8—10]. Они *предназначены для создания каскадов с высокими коэффициентами усиления*, так как их можно использовать при глубинах обратных связей до A_{max} ($f_{p1c} \leq f_{p2}^*$).

В частности, *ОУ без внутренней коррекции АЧХ используются в неинвертирующих каскадах с высокими коэффициентами усиления* (например, в усилителях электродинамических микрофонов с коэффициентами усиления порядка 46 дБ [7]). Заметим, что такие ОУ могут использоваться с *цепями внешней коррекции* (фазовой коррекции), которые приводят к простейшей диаграмме Боде ОУ [5, 8—10]. Однако целесообразность использования ОУ с цепями внешней коррекции ограничена снижением частоты единичного усиления ОУ и усложнением схемы каскадов дополнительными цепями внешней коррекции [5].

Наличие f_{p2}^* для каскадов на ОУ с $f_{p1c} \leq f_{p2}^*$ позволяет построить их диаграммы Боде лишь приближенно. Если в справочных данных отсутствует информация об f_{p2}^* , то в этом случае принимают $f_{p2} \approx 0,3f_1^*$ (рис. 6.10), а частоту единичного усиления ОУ с внешней цепью коррекции АЧХ — $f_{1кор} \approx f_{p2}^* \approx 0,3 \cdot f_1^*$.

При глубинах обратных связей, больших A_{max} , усилитель близок к самовозбуждению [18—20], т.к. одновременно близки к выполнению и условие баланса амплитуд, и условие баланса фаз (6.3). Это обусловлено увеличением фазового сдвига, вносимого ОУ за счет второго полюса, до $\varphi \approx 180^\circ$, который отрицательную обратную связь для нижних и средних частот изменяет на положительную обратную связь в области частот близких к f_{p2}^* .

Реальная величина $\bar{f}_{p1c} = f_{вс0,7}$ при $f_{p1c} \leq 0,1f_{p2}$ оказывается увеличенной за счет влияния f_{p2}^* в α раз ($\bar{f}_{p1c} = \alpha \times f_{p1c}$, где $1 \leq \alpha \leq 1,1$). При увеличении f_{p1c} ($0,1f_{p2}^* < f_{p1c} \leq 0,6f_{p2}^*$) α увеличивается до $\alpha \leq \sqrt{2}$ раз (повышение верхней граничной частоты до 0,5 октавы).

Дальнейшее повышение f_{p1c} ($0.6f_{p2}^* \leq f_{p1c} \leq f_{p2}^*$) ведет к появлению подъема АЧХ на верхних частотах (**до 1,12 дБ**) при практически неизменной величине α . Запас устойчивости по фазе при $f_{p1c} = f_{p2}^*$ составляет 45° (см. рис. 6.10). При $f_{p1c} > f_{p2}^*$ подъем АЧХ на верхних частотах резко увеличивается (**до 40 дБ и более**). Усилитель становится близким к самовозбуждению (даже если не учитывается влияние паразитных емкостей, усугубляющих проблему обеспечения устойчивости таких каскадов).

Площадь усиления неинвертирующего каскада при наличии второго полюса на диаграмме Боде ОУ ($f_{p1c} \leq f_{p2}^*$) определяется соотношением [20]:

$$K_{oc} \times f_{вс0.7} \approx \alpha \times f_{p2}^* \times \frac{f_1^*}{f_{p2}^*} = \alpha \times f_1^*, \quad (6.17.a)$$

которое при отсутствии f_{p2} ($f_{p2} \rightarrow \infty$, $\alpha \rightarrow 1$) тождественно (6.17). Очевидно, что наличие f_{p2} ведет к увеличению площади усиления каскада на ОУ, но сокращает «рабочую область» диаграммы Боде по диапазону частот до $f_{p2}^* < f_1^*$.

Для инвертирующего каскада к изложенному выше следует добавить, что его коэффициент передачи ниже, чем у неинвертирующего, на величину $K_{дел}$, не зависящую от частоты (как и в случае ОУ с простейшей диаграммой Боде (см. (6.40) и рис. 6.8)). То есть изменение граничных частот для него полностью аналогично описанному выше для неинвертирующего каскада.

Заметим, что часть серийных ОУ имеет значения f_{p2}^* , близкие к значениям f_1^* (или равные f_1^*). В справочных данных это выражается иногда косвенно, через указание запаса устойчивости по фазе на частоте единичного усиления. При $f_{p2}^* = f_1^*$ запас устойчивости по фазе на частоте $f_{p1c} = f_1^*$ составляет 45° (эта ситуация возникает для неинвертирующего повторителя). Такой запас считается минимально-допустимым при использовании ОУ в устройствах с глубокой обратной связью. При этом для базовых

схем усилительных каскадов подъем АЧХ на верхних частотах, близких к f_{p2}^* , не превышает **1,2 дБ**.

Уменьшение запаса устойчивости по фазе ниже 45° ведет к резкому возрастанию неравномерности АЧХ в области частот f_{p1c} , близких к f_{p2}^* .

6.4 Шумовые модели базовых каскадов на ОУ. Отношение сигнал/шум

6.4.1 Собственные шумы устройства

Функциональные модули усиления и обработки сигналов на выходе, кроме усиленного сигнала, имеют собственные шумы. Они обусловлены тепловыми шумами резисторов схемы и шумами активных элементов. Наличие этих шумов приводит к ухудшению качества усиленного сигнала, снижению динамического диапазона выходных сигналов [7, 17—19, 21, 22]. Ниже рассмотрим калькуляцию собственных выходных шумов активных функциональных модулей на операционных усилителях.

6.4.2 Шумовая модель ОУ

Реальный шумящий ОУ [7] представляют в виде эквивалентного по характеристикам идеального нешумящего ОУ ($D\bar{A}$) с тремя независимыми генераторами шума на входе (рис. 6.11). Два из этих генераторов — генераторы спектральных плотностей токов белого шума: \bar{i}_{n+} и \bar{i}_{n-} для неинвертирующего и инвертирующего входов ОУ соответственно (спектральные плотности шумовых токов \bar{i}_{n+} и \bar{i}_{n-} обычно считаются одинаковыми $\bar{i}_{n+} = \bar{i}_{n-} = \bar{i}_n$). Третий — генератор спектральной плотности шумовой ЭДС — \bar{e}_{u} . Эта спектральная плотность содержит две независимые составляющие ($\bar{e}_{u}^2 = \bar{e}_n^2 + \bar{e}_\phi^2$). Первая — \bar{e}_n представляет белый шум, а вторая — $\bar{e}_\phi = \bar{e}_n \frac{f_o}{f}$ — низкочастотный фликкер-шум, спектральная плотность которого обратнопропорцио-

нальна частоте. Здесь f_o — частота сопряжения, на которой спектральные плотности белого шума \bar{e}_n и фликкер-шума \bar{e}_f одинаковы.

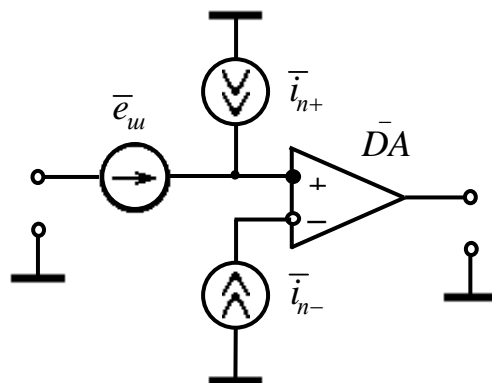


Рис. 6.11 — Модель шумящего ОУ

Примечание. Заметим, что для высокочувствительных ОУ иногда суммарная спектральная плотность входного шумового тока аналогично \bar{e}_{in} тоже представляется в виде $\bar{i}_{n_{in}}$, состоящей из двух слагаемых — спектральных плотностей входного шумового тока белого шума и фликкер-шума. Однако в абсолютном большинстве практически важных случаев второе слагаемое дает на порядок меньший вклад в уровень шума на выходе аналогового устройства по сравнению с \bar{i}_n и в справочных данных ОУ не приводится.

Для малошумящих ОУ, используемых в функциональных модулях канала аналоговой обработки сигналов звукозаписи и звуковоспроизведения, спектральные плотности шумовых источников ОУ имеют значения:

$$\bar{e}_n \leq 1,5 \dots 20 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}, \quad \bar{i}_n \leq 6 \text{ нА} / \sqrt{\text{Гц}}, \quad \text{а } f_o \leq 10 \text{ Гц} \dots 10 \text{ кГц}.$$

6.4.3 Шумовая модель каскада

Шумовая модель усилительного каскада приведена на рис. 6.12. В ней, кроме независимых генераторов шума ОУ \bar{e}_n и \bar{i}_n , представлены независимые генераторы спектральной плотности ЭДС шума за счет резисторов схемы (учтены шумы сопротивлений $R_{+ \sim}$ и $R_{- \sim}$). Эти сопротивления являются эквивалентами со-

противлений резисторов, включенных по переменному току между неинвертирующим входом ОУ и общим проводом ($R_{+\sim}$) и между инвертирующим входом ОУ и общим проводом ($R_{-\sim}$). В соответствии с формулой Найквиста квадрат спектральной плотности ЭДС шума, генерируемого резистором R , определяется равенством:

$$\bar{e}_{uR}^2 = 4kTR,$$

где $k = 1.38 \times 10^{-23}$ Дж/градус — постоянная Больцмана,

T — температура [$^{\circ}K$] (при расчетах — стандартная, равная $300^{\circ}K$),

R — сопротивление [Ω].

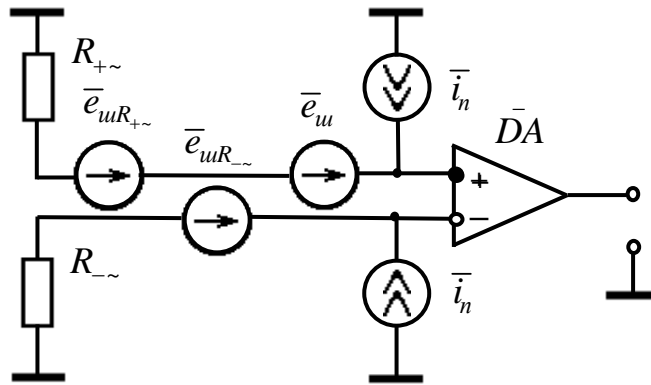


Рис. 6.12 — Шумовая модель усилительного каскада

Для неинвертирующего каскада (рис. 6.6) —

$$R_{+\sim} = R_i, \quad R_{-\sim} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}, \quad (6.44)$$

для инвертирующего каскада (рис. 6.8) —

$$R_{+\sim} = 0, \quad R_{-\sim} = \frac{(R_i + R1) \cdot R2}{R_i + R1 + R2}. \quad (6.45)$$

В выражениях (6.44, 6.45) R_i — внутреннее сопротивление источника сигнала.

Эквивалентная спектральная плотность напряжения шума от всех источников, приведенная ко входу, определяется выражением:

$$\bar{e}_{uвх} = \sqrt{\bar{e}_{uи}^2 + \bar{i}_n^2 (R_{+\sim}^2 + R_{-\sim}^2) + 4kT(R_{+\sim} + R_{-\sim})}. \quad (6.46)$$

Из (6.46) следует, что **уровень шума**, приведенный ко входу, **в инвертирующем каскаде существенно выше**, чем в неинвертирующем. Это связано с тем, что для обеспечения приемлемого входного сопротивления инвертирующего каскада (обычно не менее 10 кОм) требуется высокое сопротивление R_{\sim} , так как для инвертирующего каскада (см. рис. 6.6, 6.8)

$$R_{\text{вх}} = R_1 + \frac{R_2}{1 + K_o} \approx R_1, \text{ а } R_{\sim} = \frac{(R_i + R1) \cdot R2}{R_i + R1 + R2}.$$

Повышенный уровень собственных шумов и относительно низкое входное сопротивление следует иметь в виду при выборе инвертирующего каскада.

6.5 Отношение сигнал/шум

В качестве меры для оценки влияния собственных шумов устройства на ухудшение качества воспроизведения усиленного сигнала используются: **отношение сигнал/шум** — отношение номинального эффективного выходного напряжения сигнала к эффективному напряжению выходных шумов, обусловленных собственными шумами функционального модуля (без учета шумов источника сигнала), и **максимальное отношение сигнал/шум** — отношение максимального эффективного выходного напряжения сигнала к эффективному напряжению выходных шумов, обусловленных собственными шумами функционального модуля. Различают *невзвешенное и взвешенное отношения сигнал/шум*.

По умолчанию в качестве меры обычно используется невзвешенное отношение сигнал/шум:

$$c/\text{ш} = \frac{U_{\text{вых ном}}}{\bar{U}_{\text{ш вых}}}, \quad (6.47)$$

где $U_{\text{вых ном}}$ — номинальное эффективное выходное напряжение сигнала,

$\bar{U}_{\text{ш вых}}$ — эффективное выходное напряжение собственных шумов устройства (или модуля). *Невзвешенное отношение $c/\text{ш}$ характеризует отношение величин, которые «чувствует» широ-*

кополосный измерительный прибор на выходе устройства при включенной и при выключенной ЭДС источника сигнала.

В устройствах звукозаписи и звуковоспроизведения часто используют **взвешенное отношение сигнал/шум**. При малых уровнях звуковых сигналов АЧХ восприятия человеческого уха неравномерна (более чувствительно ухо на средних частотах звукового диапазона — см. рис. 6.13). Для приближения инструментальной оценки уровня шума на выходе усилителя (или другого функционального модуля) к восприятию шумов звукового диапазона частот человеческим ухом используют электрическое «взвешивание» шумов. Взвешивание осуществляют с помощью включенного на выходе электронного устройства — полосового фильтра (рис. 6.14). АЧХ этого фильтра (стандартная «кривая А» по ГОСТ 17187) дает затухание на нижних и верхних частотах, подобное ухудшению слышимости уха на этих частотах (рис. 6.13, 6.15).

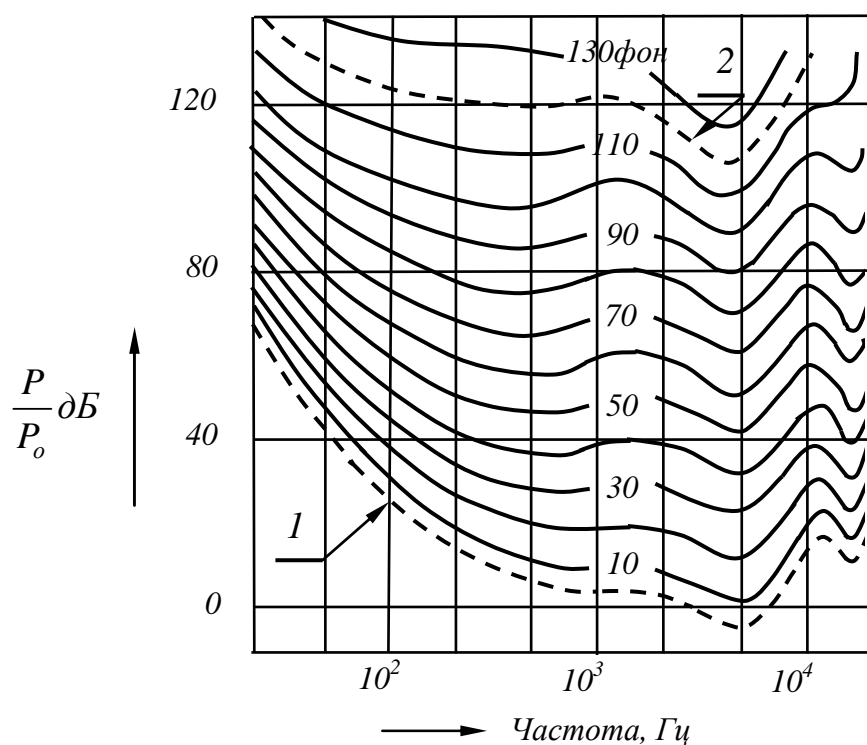


Рис. 6.13 — Стандартные кривые равной громкости:

1 — порог слышимости; 2 — болевой порог, $P_0 = 2 \times 10^{-5}$ Па

Взвешенное отношение сигнал/шум ($c/u_{взв}$) определяется равенством:

$$c/\omega_{\text{взв}} = \frac{U_{\text{вых ном}}}{\bar{U}_{\text{швых взв}}}, \quad (6.48)$$

где эффективное выходное напряжение шума определяется с учетом фильтра взвешивания (рис. 6.14)

$$\left(\bar{U}_{\text{швых взв}}\right)^2 = \int_{20\text{Гц}}^{20\text{кГц}} \bar{e}_{\text{швх}}^2 K(f)^2 A(f)^2 df. \quad (6.49)$$

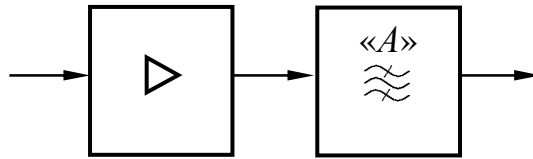


Рис. 6.14 — Схема включения «фильтра A » для измерения шумов усилителя «с электрическим взвешиванием»

В (6.49) $K(f)$ и $A(f)$ — частотные характеристики усилителя и фильтра соответственно (рис. 6.15).

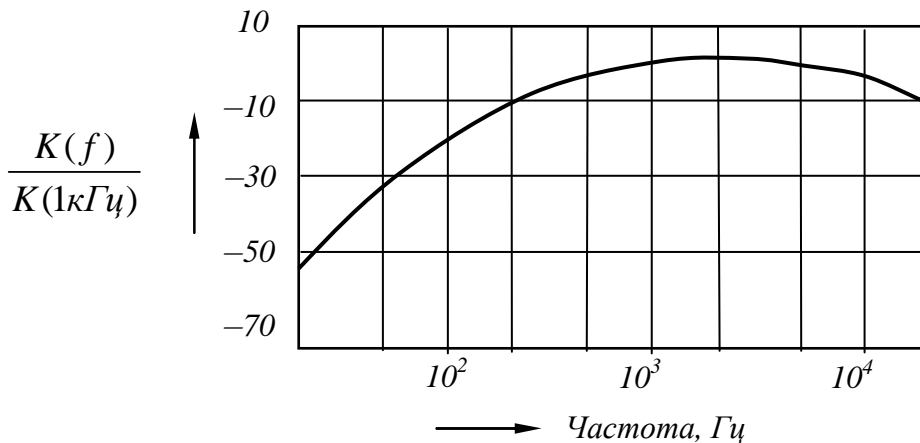


Рис. 6.15 — Стандартная частотная характеристика («кривая A ») взвешивающего фильтра для выходных шумов усилителя

Для оценки невзвешенного отношения c/ω (6.47) эффективное выходное напряжение шума определяется без учета фильтра взвешивания:

$$\bar{U}_{\text{швых}}^2 = \int_{20\text{Гц}}^{20\text{кГц}} \bar{e}_{\text{швх}}^2 K(f)^2 df. \quad (6.50)$$

Максимальное отношение *сигнал/шум* определяется аналогичными (6.47—6.50) соотношениями при максимальном выходном напряжении $U_{\text{вых max}}$ усилителя (или функционального модуля). Максимальное отношение *с/ш* используется (наряду с отношением *с/ш* при номинальном выходном напряжении) для оценки перегрузочной способности функциональных модулей.

6.6 Смещение нуля. Оценка коэффициента гармоник

6.6.1 Смещение нуля на выходе ОУ

Разброс параметров элементов схемы ОУ, температурный дрейф нуля приводят к тому, что постоянное напряжение на выходе ОУ (при отсутствии сигнала на входе) может быть отличным от нуля — происходит смещение нуля на выходе. Это обстоятельство приводит к увеличению нелинейных искажений и к снижению достижимой амплитуды напряжения неискаженного полезного сигнала на выходе (рис. 6.16).

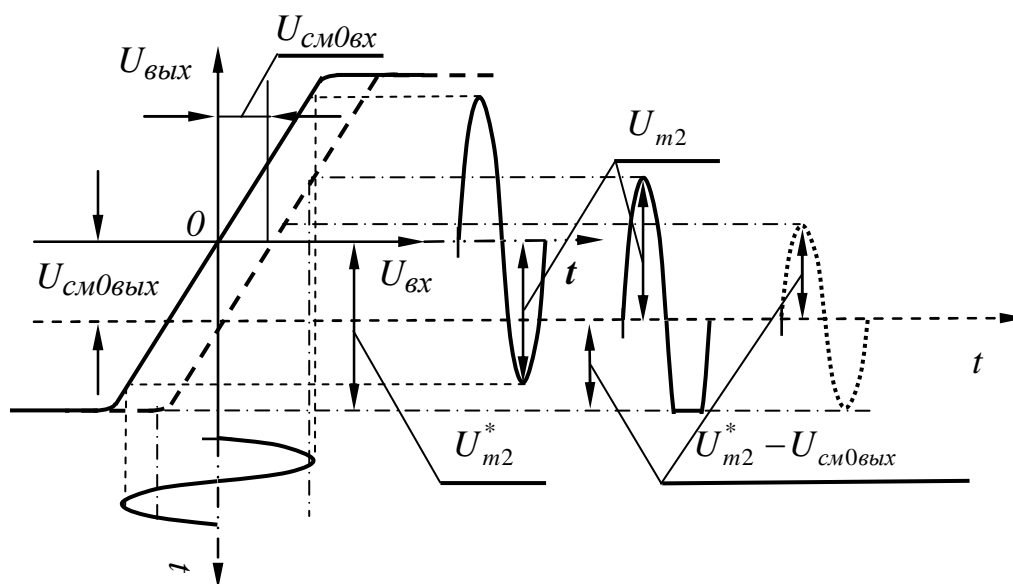


Рис. 6.16 — Влияние смещения нуля амплитудной характеристики ОУ на нелинейные искажения и максимальную амплитуду неискаженного выходного напряжения сигнала

Постоянное напряжение на управляющем промежутке ОУ (между неинвертирующим и инвертирующим входами ОУ) при

отсутствии входного сигнала определяется справочными характеристиками ОУ: постоянным входным током $i_{вх}^*$ (током смещения) и напряжением смещения $u_{см}^*$.

Входные токи для неинвертирующего и инвертирующего входов ОУ ($i_{вх+}^*$ и $i_{вх-}^*$) примерно одинаковы: $i_{вх+}^* \approx i_{вх-}^* \approx i_{вх}^*$. Постоянное напряжение на управляющем промежутке — это напряжение смещения нуля, приведенное ко входу ($U_{см0вх}$). Оно зависит от сопротивлений для постоянного тока между неинвертирующим входом ОУ и общим проводом схемы — R_+ и между инвертирующим входом ОУ и общим проводом — R_- .

Напряжение смещения $u_{см}^*$ задается с точностью до знака и в схеме (рис. 6.17) может быть включено последовательно с любым из входов ОУ (большее напряжение смещения при одинаковых токах пары транзисторов входного дифференциального каскада ОУ за счет технологического разброса параметров может иметь любой из транзисторов пары).

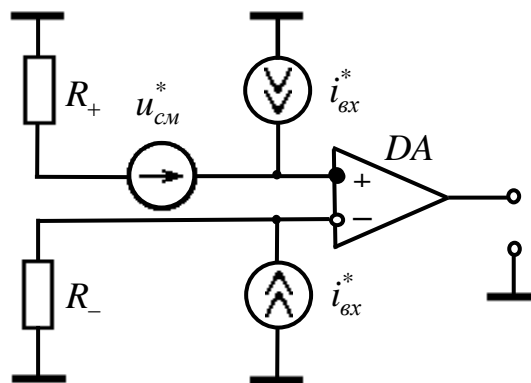


Рис. 6.17 — Модель усилительного каскада для расчета смещения нуля, приведенного ко входу

Входные токи неинвертирующего и инвертирующего входов имеют одинаковое направление — «внутри ОУ». Модель (рис 6.17) позволяет определить максимальное напряжение смещения нуля, приведенное ко входу:

$$U_{см0вх} = \pm \left\langle |u_{смсм}^*| + i_{вх}^* |R_+ - R_-| \right\rangle. \quad (6.51)$$

Если в схеме $R_+ = R_- = R$, то второе слагаемое в (6.51) обращается в нуль. В этом случае следует использовать другую модель каскада — с генератором тока сдвига $i_{сдв}^*$ (рис. 6.18).

Ток сдвига определяется разностью входных токов неинвертирующего и инвертирующего входов ОУ:

$$i_{сдв}^* = i_{вх-}^* - i_{вх+}^*. \quad (6.52)$$

Он определяется с точностью до знака, так как из-за технологического разброса параметров транзисторов в ОУ любой из входов может иметь больший ток, а генератор тока сдвига может быть включен в схеме (рис. 6.18) параллельно любому из входов ОУ. Схема (рис. 6.18) позволяет определить максимальное напряжение смещения нуля, приведенное ко входу для каскада, имеющего

$$R_+ = R_- = R: U_{см0вых} = \pm [|u_{см}^*| + i_{сдв}^* |R|]. \quad (6.53)$$

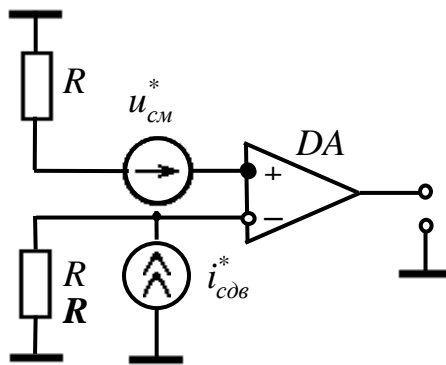


Рис. 6.18 — Модель усилительного каскада для расчета смещения нуля, приведенного ко входу, для случая $R_+ = R_- = R$

Смещение нуля на выходе каскада определяется смещением нуля на входе и коэффициентом усиления каскада на частоте, равной нулю — $K(f = 0)$.

$$U_{см0вых} = U_{см0вх} K(f = 0). \quad (6.54)$$

Значения $K(f = 0)$ (как и значения R_+ , R_- , R) в (6.54) определяются схемотехнической реализацией каскада.

Значения напряжения смещения, входного тока и тока сдвига зависят от температуры:

$$u_{см}(T) = u_{см}^* + \frac{du_{см}^*}{dT}(T_{среды} - T_o);$$

$$i_{вх}(T) = i_{вх}^* + \frac{di_{вх}^*}{dT}(T_{среды} - T_o);$$

$$i_{сдв}(T) = i_{сдв}^* + \frac{di_{сдв}^*}{dT}(T_{среды} - T_o),$$

где $T_{среды}$ — текущая температура среды,

T_o — стандартная температура, при которой приводятся по умолчанию справочные характеристики ОУ (для отечественных ОУ $T_o^* = + 25 \text{ }^\circ\text{C}$, для импортных ОУ $T_o^* = + 27 \text{ }^\circ\text{C}$, в расчетах обычно принимается $T_o^* = +27 \text{ }^\circ\text{C}$ или 300 К).

Температурная зависимость характеристик в справочной литературе обычно задается либо удельными значениями $\frac{du_{см}^*}{dT}$, $\frac{di_{вх}^*}{dT}$, $\frac{di_{сдв}^*}{dT}$, либо графическими зависимостями $u_{см}$, $i_{вх}$, $i_{сдв}$.

В расчетах предельных напряжений смещения нуля каскада (или модуля) используют максимальные значения $u_{см}$, $i_{вх}$, $i_{сдв}$ для заданного диапазона температур среды, при которых должны обеспечиваться требуемые ТЗ параметры функционирования устройства (6.51, 6.53, 6.54).

Если температурная зависимость характеристик в справочной литературе не определена (удельные значения и графические зависимости отсутствуют), то по умолчанию полагается, что $u_{см}^$, $i_{вх}^*$, $i_{сдв}^*$ определяют значения этих характеристик во всем допустимом диапазоне температур среды ОУ, т.е. в расчетах не нужно учитывать температурной зависимости этих характеристик.*

6.6.2 Оценка коэффициентов гармоник базовых каскадов

При малой нелинейности амплитудной характеристики ОУ, соответствующей амплитудам входных сигналов меньшим обеспечиваемой ОУ $U_{m2} < U_{m2}^*$ (рис. 6.2), выходное напряжение ОУ

может быть представлено в виде полинома по степеням управляющего напряжения:

$$U_{\text{вых}} = a_0 + a_1 U_{\text{вх}} + a_2 U_{\text{вх}}^2 + a_3 U_{\text{вх}}^3 + a_4 U_{\text{вх}}^4 + \dots \quad (6.55)$$

Если управляющее напряжение гармоническое $U_{\text{вх}} = U_{1m1} \cos \omega t$, то выходное напряжение представляется рядом Фурье:

$$U_{\text{вых}} \approx U_{cp} + U_{1m2} \cos \omega t + U_{2m2} \cos 2\omega t + U_{3m2} \cos 3\omega t + \dots \quad (6.56)$$

Выходное напряжение первой гармоники — это усиленное входное напряжение:

$$U_{1m2} = K_o U_{1m1}. \quad (6.57)$$

В первом приближении i -я гармоническая составляющая выходного напряжения пропорциональна a_i , так как $(\cos \omega t)^i$ сводится к $\cos i\omega t$.

Из выражений (6.55—6.57) следует, что амплитуда i -й гармоники выходного напряжения пропорциональна $(U_{1m2})^i$, а коэффициент i -й гармоники k_{zi} пропорционален $(U_{1m2})^{i-1}$:

$$k_{zi} = \frac{U_{im2}}{U_{1m2}} \sim (U_{1m2})^{i-1}. \quad (6.58)$$

Справочные значения амплитуд первых гармоник выходного напряжения ОУ (U_{m2}^*) [8—10] даются при соответствующих им значениях коэффициентов гармоник не более 5% ($k_z^* \leq 5\%$, но встречаются случаи и [10] $k_z^* \leq 1\%$). Учет этого обстоятельства позволяет оценить порядок предельных значений коэффициентов i -х гармоник на выходе ОУ при заданной амплитуде выходного напряжения $U_{m2} \approx U_{1m2}$.

$$\left. \begin{aligned} k_{zi}^* &\leq 0,01 \dots 0,05 \sim (U_{m2}^*)^{i-1}; \\ k_{zi} &= \frac{U_{im2}}{U_{1m2}} \sim (U_{m2})^{i-1}. \end{aligned} \right\} \quad (6.59)$$

Из (6.59) получаем пропорцию

$$\frac{k_{zi}}{k_{zi}^*} = \frac{k_{zi}}{0,01 \dots 0,05} \leq \left(\frac{U_{im2}}{U_{m2}^*} \right)^{i-1},$$

из которой вытекает выражение для эскизной оценки предельного значения коэффициента i -й гармоники:

$$k_{zi} \leq (0,01\dots0,05) \times \left(\frac{U_{1m2}}{U_{m2}^*} \right)^{i-1} \approx (0,01\dots0,05) \times \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^*} \right)^{i-1}. \quad (6.60)$$

Максимальная амплитуда выходного напряжения, обеспечиваемая ОУ, (U_{m2}^*) зависит от частоты (на рис. 6.16 — сплошная линия). На частотах до $0,1f_v^*$ она определяется напряжением питания $U_{m2}^* \approx 0,9E_{num}$. Частота f_v^* определяется V_{\max}^* и низкочастотным значением амплитуды выходного напряжения U_{m2}^* —

$$f_v^* = \frac{V_{\max}^*}{2\pi U_{m2}^*(0)}.$$

На более высоких частотах ($f > 0,1f_v^*$), согласно (6.6) [21], —

$$U_{m2}^*(f) = U_{m2}^*(0) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f U_{m2}^*(0)}{V_{\max}^*} \right)^2}} = \frac{U_{m2}^*(0)}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_v^*} \right)^2}}, \quad (6.61)$$

а на частотах $f \gg f_v^*$ U_{m2}^* определяется только максимальной скоростью нарастания выходного напряжения (V_{\max}^*) —

$$U_{m2}^*(f) = \frac{V_{\max}^*}{2\pi f} = U_{m2}^*(0) \frac{f_v^*}{f}. \quad (6.61a)$$

Приняв во внимание (рис. 6.16, 6.19), что сдвиг нуля на выходе уменьшает достижимую амплитуду неискаженного выходного напряжения на величину $U_{см0вых}$ (рис. 6.19 — пунктирная линия), получаем выражение для предельного значения k_{zi} с учетом сдвига нуля на выходе ОУ:

$$k_{zi} \leq (0,01\dots0,05) \times \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^*(f) - U_{см0вых}} \right)^{i-1}. \quad (6.62)$$

Соотношение (6.62) позволяет оценить k_{zi} при заданном выходном напряжении U_{m2} для ОУ без обратных связей. Функциональные модули выполняются на ОУ с глубокими обратными

связями. При малых коэффициентах гармоник (не более 1...5 %) введение отрицательной обратной связи снижает коэффициенты гармоник.

$$k_{zic} \leq \frac{(0,01...0,05)}{A(if')} \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^*(f') - U_{см0вых}} \right)^{i-1}. \quad (6.63)$$

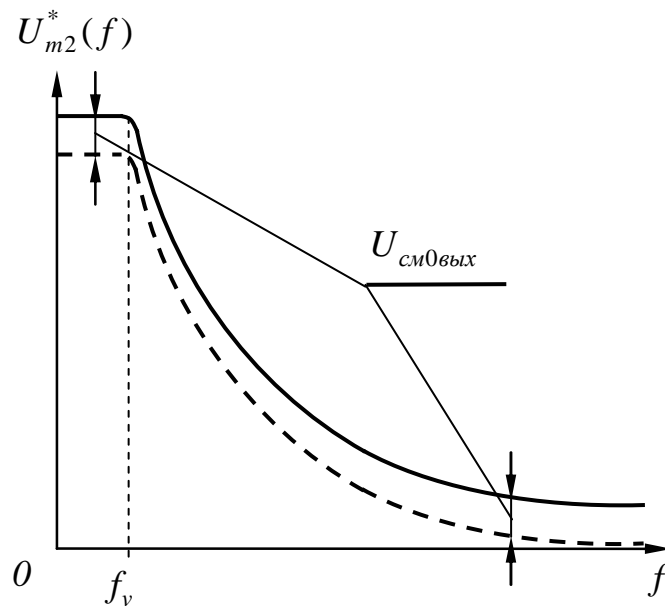


Рис. 6.19 — Влияние смещения нуля на выходе ОУ на уменьшение максимальной амплитуды выходного напряжения

Здесь $A(if')$ — глубина обратной связи на i -ой гармонике частоты сигнала f' (рис. 6.20).

С увеличением номера гармоники амплитуда гармоники уменьшается («затухание нелинейности», которое следует из разложения в ряд Фурье периодической последовательности сигналов любой формы). На этом основании при определении коэффициента гармоник практически ограничиваются четырьмя высшими гармониками частоты сигнала, то есть приближенно считают коэффициент гармоник равным

$$k_2 = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_{im2}^2}}{U_{1m2}} \approx \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^4 U_{im2}^2}}{U_{1m2}}.$$

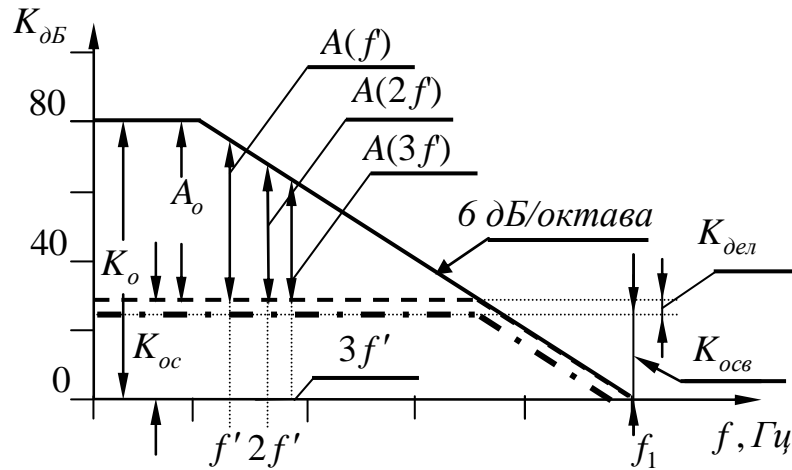


Рис. 6.20 — К оценке коэффициентов гармоник неинвертирующего и инвертирующего каскадов на ОУ

Для оценки порядка предельных значений k_2 в каскадах на ОУ вполне достаточно оценить только вес максимальных гармоник: второй гармоники при несимметричной сквозной характеристике ОУ (например, за счет $U_{см0вых} \neq 0$ пунктирная линия на рис. 6.16)

$$k_{зспред} \approx k_{22c} \leq (0,01...0,05) \times \frac{1}{A(2f')} \times \frac{U_{m2}}{U_{m2}^*(f') - U_{см0вых}} \quad (6.64a)$$

или третьей — при симметричной сквозной характеристике ОУ

$$k_{зспред} \approx k_{23c} \leq (0,01...0,05) \times \frac{1}{A(3f')} \times \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^*(f')} \right)^2, \quad (6.64б)$$

так как при симметричной характеристике четные гармоники частоты сигнала отсутствуют в спектре выходного напряжения. За предельное значение при этом следует принять большее из значений (6.64.а или 6.64.б).

Соотношения (6.64) позволяют оценить предельный коэффициент гармоник функционального модуля через паспортные данные ОУ до верхней граничной частоты f_v^* , при которой максимальная амплитуда выходного напряжения $U_{m2}^*(0)$ снижается на 3 дБ при любых коэффициентах усиления каскада (рис. 6.4). Эти же соотношения (6.64) справедливы и для любой амплитуды выходного напряжения с частотой f' $U_{m2}(0) = U_{m2}^*(f') \leq$

$\leq U_{m2}^*(0)$, если граничная частота по обеспечению линейного режима работы для этой амплитуды не ниже граничной частоты усиления каскада в малосигнальном режиме (6.34) —

$$f_{в\text{ реал }0,7} = \frac{1}{2\pi\tau_{вс}} = \frac{f_1^*}{K_{ос}} = \frac{f_1^*}{1 + \frac{R2}{R1}} \leq \frac{V_{\max}^*}{2\pi U_{m2}^*(f')} = \frac{1}{2\pi\tau_v} = f_v^{\bullet}.$$

Если в паспортных данных ОУ отсутствуют сведения о коэффициенте гармоник при максимальной амплитуде выходного напряжения $U_{m2}^*(f')$, то следует принять $k_2^* = 5\%$, то есть в (6.64) принять числовой коэффициент равным $0,05$. Если такие сведения присутствуют, то в (6.64) в качестве числового коэффициента следует поставить справочное значение k_2^* при справочной величине $U_{m2}^*(f')$. Эту амплитуду можно рассчитать по формуле (6.61) при $f = f'$.

Соотношения (6.64) показывают, что основной вклад в коэффициент гармоник усилителя вносят выходные каскады многокаскадных усилителей, которые обеспечивают на выходах максимальные усиленные напряжения сигнала. В этой связи при коэффициентах усиления выходных каскадов $K_o \geq 10$ можно не учитывать влияние предварительных каскадов усиления на результирующий коэффициент гармоник, если они выполнены на тех же ОУ и с теми же напряжениями питания, что и выходные каскады.

7 ДРУГИЕ КАСКАДЫ С РАВНОМЕРНЫМИ АЧХ

7.1 Фазоинверсный каскад

Каскад предназначен для перехода от несимметричного входа к симметричному выходу. Он состоит из объединенных по входу неинвертирующего и инвертирующего каскадов (рис. 7.1). На входе неинвертирующего каскада содержится пассивный делитель. Резисторы этого делителя идентичны резисторам, используемым в цепи обратных связей неинвертирующего и инвертирующего каскадов на одинаковых ОУ. На рисунке 7.1 одинаковые резисторы имеют одинаковые позиционные обозначения.

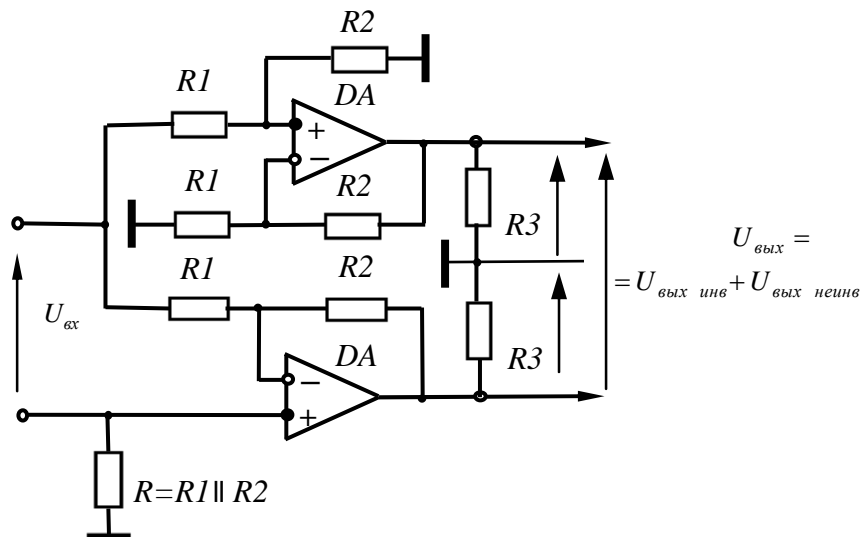


Рис. 7.1 — Схема фазоинверсного каскада

Достоинством этого каскада является идентичность АЧХ неинвертирующего и инвертирующего плеч. Она обусловлена тем, что коэффициент передачи неинвертирующего плеча уменьшается входным делителем $R1—R2$ (6.8, 6.9, 6.41, 6.42) точно так же, как и в инвертирующем каскаде. Характеристики каскада и каждого из его плеч (неинвертирующего и инвертирующего) определяются соотношениями для инвертирующего каскада. Резистор R , сопротивление которого $R=R1 \parallel R2$, ставится в случае необходимости уменьшения смещения нуля на выходе каскада за счет входных токов (рис. 6.18). При отсутствии такой необходимости этот резистор заменяется коротким замыканием.

7.2 Самобалансирующийся каскад с симметричным входом и симметричным выходом

Каскад используется в устройствах с высоким коэффициентом ослабления синфазной помехи. Он состоит из двух плеч на одинаковых неинвертирующих каскадах с общим резистором в цепях ОС $R1$ (рис. 7.2)

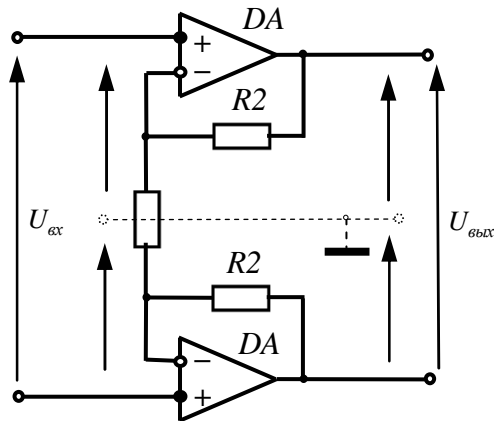


Рис. 7.2 — Самобалансирующийся каскад с симметричным входом и симметричным выходом

Передаточные характеристики каскада и каждого из его плеч определяются соотношениями для неинвертирующего каскада (см. п. 6.2.1). Отличие заключается лишь в том, что нулевой потенциал по сигналу находится «в середине» резистора $R1$ (на рис. 7.2 показано штриховой линией). В этой связи коэффициент усиления дифференциального сигнала, равный коэффициентам усиления каждого из плеч, определяется равенством

$$K_{co} = 1 + \frac{R2}{R1/2} = 1 + \frac{2 \times R2}{R1}. \quad (7.1)$$

Благодаря «плавающему» нулю каскад отличается высокой идентичностью коэффициентов передачи составляющих его плеч. Разбаланс коэффициентов передачи плеч каскада (например, за счет разброса номиналов резисторов $R1$) приводит к изменению «точки» нулевого потенциала цепи ОС так, что напряжение ОС плеча с большим коэффициентом передачи увеличивается, а напряжение ОС плеча с меньшим коэффициентом передачи уменьшается. В результате асимметрия плеч уменьшается в глубину ОС раз. Это приводит к тому, что разброс параметров элементов схемы практически не сказывается на асимметрии

плеч каскада, поскольку глубина ОС в дБ равна разности коэффициентов усиления ОУ K_o и каскада с ОС K_{oc} (см. рис. 6.1, 6.6). Принимая во внимание, что K_o ОУ обычно порядка 100—120 дБ, а K_{oc} порядка 0—20 дБ, получаем разброс коэффициентов передачи плеч порядка 10^{-6} — 10^{-4} (т.е. порядка 0,001 % при работе каскада в режиме неинвертирующего повторителя и 0,01 % — в режиме усилителя с $K_{oc} \approx 20$ дБ).

Коэффициент усиления синфазной помехи каскада практически равен единице $K_{cfo} = 1$ [7, 18, 19]. Физически такой эффект объясняется тем, что симметричная схема одинаково усиливает синфазную помеху плечами каскада. Одинаковое усиление приводит к равным выходным напряжениям синфазной помехи на верхнем и нижнем плечах каскада. А это значит, что в любой точке цепи делителя $R2 \rightarrow R1 \rightarrow R2$ напряжение синфазной помехи одинаково, т.е. выходное напряжение синфазной помехи полностью подается на инвертирующие входы ОУ обоих плеч (100 % ООС по напряжению синфазной помехи). Другими словами, идеально симметричный входной каскад по синфазной помехе работает в режиме повторителя. При этом коэффициент ослабления синфазной помехи (КОСФП) каскада оказывается равным K_{co} . Максимальная величина входного напряжения синфазной помехи ограничивается динамическим диапазоном входного ОУ. Разброс номиналов пассивных элементов входного каскада практически не ухудшает эффекта подавления синфазных составляющих входным каскадом из-за глубокой обратной связи по синфазной помехе. Обычно такой каскад реализуется на прецизионных малошумящих ОУ.

7.3 Каскад с симметричным входом и несимметричным выходом

Каскад представляет собой разностный сумматор (рис. 7.3) [5]. Он передает напряжения с каждого из двух симметричных входов (в сумме они составляют входное напряжение $U_{вх}$) с равными коэффициентами усиления

$$K_{осв инв} = \frac{R2^*}{R1^*} = K_{осв неинв} = \frac{R2}{R1}$$

при номинальных значениях $R2 = R2^*$ и $R1 = R1^*$ (т.е. коэффициент усиления каскада тоже равен K_{c60} , т.к. входное напряжение каскада равно сумме входных напряжений плеч). Характеристики каскада аналогичны характеристикам инвертирующего каскада (см. п. 6.2.2).

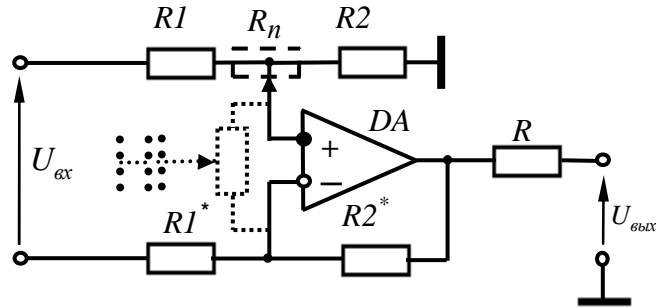


Рис. 7.3 — Каскад с симметричным входом и несимметричным выходом

Разброс номиналов резисторов $R1 - R2$ и $R1^* - R2^*$ в этом каскаде непосредственно сказывается на подавлении синфазных помех из-за того, что с неинвертирующего и инвертирующего входов синфазные сигналы на выход передаются с разбросами коэффициентов передачи:

$$U_{\text{вых сф}} = U_{\text{вх сф}} \frac{R2(1 \pm \frac{\delta R}{R})}{R1(1 \pm \frac{\delta R}{R})} - \left(-U_{\text{вх сф}} \frac{R2(1 \pm \frac{\delta R}{R})}{R1(1 \pm \frac{\delta R}{R})} \right) \approx \frac{R2}{R1} \left(\pm \frac{4\delta R}{R} \right).$$

Другими словами: это приводит к неполной компенсации на выходе усиленных синфазных сигналов с разных входов сумматора, т.к. сигналы с неинвертирующего и инвертирующего входов (из-за неодинаковости коэффициентов передачи делителей $R1 - R2$ и $R1^* - R2^*$ неинвертирующего и инвертирующего плеч) на выход каскада передаются с разными коэффициентами усиления. Максимальный разброс сопротивлений $R \left(1 \pm \frac{\delta R}{R} \right)$ определяется выбранным рядом номиналов (Приложения 4, 5). Неодинаковость коэффициентов передачи каналов эквивалентна пред-

ставлению входного синфазного сигнала разбитым на 2 составляющие:

$$U_{вх\ cф} = U_{вх\ cф1} + U_{вх\ cф2} ,$$

где $U_{вх\ cф1}$ — синфазная составляющая, соответствующая номинальным значениям сопротивлений,

$U_{вх\ cф2}$ — дифференциальная составляющая, за счет разбаланса входных делителей из-за разброса реальных значений сопротивлений резисторов относительно их номинальных значений.

Синфазная составляющая $U_{вх\ cф1} \approx U_{вх\ cф}$ передается на выход с коэффициентом усиления синфазного сигнала $K_{o\ cф}$, а дифференциальная составляющая (за счет разбаланса делителей плеч) $U_{вх\ cф2}$ — с коэффициентом усиления дифференциального

сигнала $K_{o\ диф} = K_o = \frac{R2}{R1}$. В результате максимально-возможный коэффициент передачи синфазной помехи (со входа на выход сумматора) определится равенством

$$K_{cф\ o} = \frac{K_o}{KOCФП_{OY}} + K_o \frac{4\delta R}{R}.$$

При этом минимальный КОСФП сумматора для наиболее неблагоприятного разброса номиналов при $\frac{R}{4\delta R} \ll KOCФП_{OY}$ резисторов будет определяться практически только допусками на разброс сопротивлений резисторов

$$KOCФП_{\min} = \frac{1}{\frac{1}{KOCФП_{OY}} + \frac{4\delta R}{R}} \approx \frac{R}{4\delta R}. \quad (7.2a)$$

В большинстве практических случаев выбором допусков на номиналы резисторов удается обеспечить допустимые требования по минимуму КОСФП. Так для ряда сопротивлений с 1 % точностью

$$KOCФП_{\min} \approx \frac{R}{4\delta R} = \frac{1}{4 \cdot 0,01} = 25,$$

а для ряда с 2 % точностью — $KOCФП_{\min} \approx \frac{R}{4\delta R} = \frac{1}{4 \cdot 0,02} = 12,5$.

Для повышения *КОСФП* сумматора на одном из его входов может быть использован подстроечный резистор, нивелирующий разброс сопротивлений делителей $R1 - R2$ и $R1^* - R2^*$ на каждом из входов каскада. Пример схемы включения подстроечного резистора показан на рис. 7.3 штриховыми линиями. Сопротивление подстроечного резистора должно обеспечивать подстройку идентичности плеч разностного сумматора по коэффициентам деления на каждом из входов при разбросе сопротивлений резисторов, приводящем к максимальному разбросу коэффициентов усиления плеч. Сопротивление подстроечного резистора зависит от выбранного ряда номиналов резисторов

$$R_n \geq (R1 + R2) \times 4 \frac{\delta R}{R}. \quad (7.26)$$

Здесь, как и ранее, $\frac{\delta R}{R}$ — допуск на разброс сопротивлений выбранного стандартного ряда номиналов резисторов $R1$ и $R2$ (Приложения 4,5). Для обеспечения высокой точности подстройки, необходимой при балансировке схемы для получения максимального *КОСФП*, ряды номиналов для резисторов $R1$ и $R2$ выбирают с допусками не более 1—2 %. Тогда номинал подстроечного резистора окажется малым по сравнению с номиналами $R1 - R2$ и $R1^* - R2^*$, что обеспечивает плавность подстройки коэффициента передачи делителя одного из каналов под коэффициент передачи второго канала сумматора.

Балансировка каскада при помощи подстроечного резистора обеспечивает коэффициент ослабления синфазной помехи, стремящийся к КОСФП используемого ОУ, т.е. к максимально возможному в соответствии с (7.2а). Однако применение подстроечного резистора усложняет схему и требует настройки сумматора на максимум КОСФП (балансировки плеч делителей), что при серийном производстве повышает себестоимость устройства.

Дополнительная подстроечная цепь (резистор с конденсатором), показанная на рисунке пунктирными линиями, обеспечивают нивелировку разброса входных емкостей плеч, приводящих к неидентичности АЧХ плеч на верхних частотах рабочего диапазона и к понижению КОСФП на этих частотах. Для усилителей

звукового диапазона частот обычно используют сопротивление подстроечного резистора 100 кОм и емкость конденсатора 100 пФ. При этом остается целесообразным применение прецизионных резисторов R_1 и R_2 для повышения КОСФП [7].

Дополнительный резистор R на выходе ОУ ставят в случаях работы каскада на значительную емкостную нагрузку, т.е. когда емкость нагрузки превышает максимально-допустимую емкость нагрузки используемого ОУ. Примером такого случая может быть работа выходного каскада микрофонного усилителя на длинный кабель, нагруженный на высокоомное сопротивление нагрузки. В этом случае включением резистора устраняется неравномерность АЧХ на верхних частотах и возможность самовозбуждения каскада, обусловленная последовательным резонансом индуктивного выходного сопротивления каскада на ВЧ и емкости нагрузки [7]. Обычно номинал этого резистора выбирают в пределах 100—200 Ом. Такое сопротивление практически не сказывается на изменении коэффициента передачи в области рабочих частот, но существенно увеличивает активную составляющую выходного сопротивления каскада на операционном усилителе с глубокой ОС, исключая возможность проявления резонансных эффектов в выходной цепи и нагрузке усилителя.

7.4 Взвешенный многовходовый сумматор

Взвешенный многовходовый сумматор представляет собой суммо-разностное устройство на ОУ с внутренней коррекцией АЧХ (рис. 7.4), выходное напряжение которого определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \sum_{j=1}^n \frac{R}{R'_j} U'_j - \sum_{i=1}^m \frac{R}{R_i} U_i, \quad (7.3)$$

где $\frac{R}{R_i}$, $\frac{R}{R'_j}$ — коэффициенты взвешивания.

Дополнительный резистор R_0 или R_0' ставится только на один из входов ОУ для обеспечения равенства сопротивлений R_1 на неинвертирующем и инвертирующем входах ОУ.

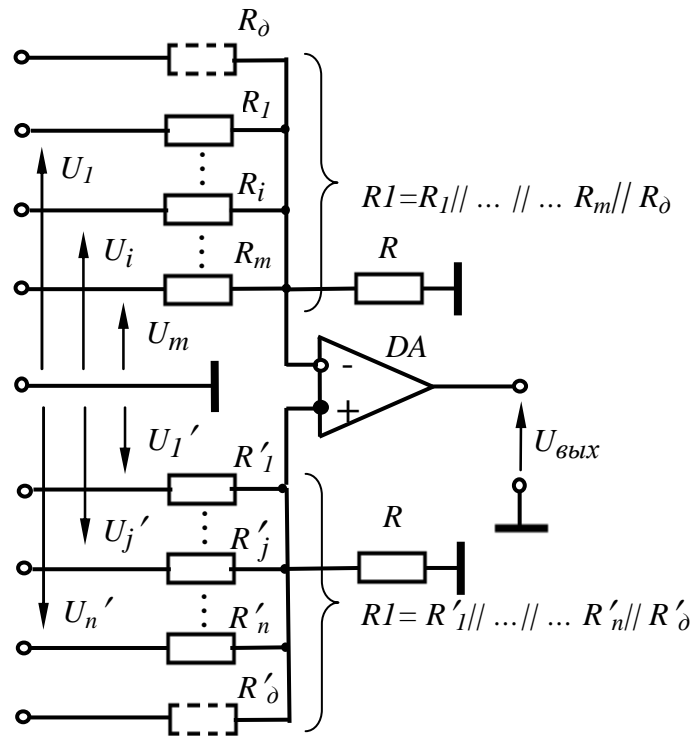


Рис. 7.4 — Взвешенный многоходовый сумматор

На неинвертирующий вход ставится резистор R'_0 , выравнивающий эквивалентные сопротивления, подключенные к неинвертирующему и инвертирующему входам, если $R_+ = R'_1 // \dots // \dots R'_n > R_- = R_1 // \dots // \dots R_m$,

$$R'_0 = \frac{R_+ \cdot R_-}{R_+ - R_-}.$$

На инвертирующий вход подобный выравнивающий резистор R_0 ставится, если $R_+ = R'_1 // \dots // \dots R'_n < R_- = R_1 // \dots // \dots R_m$:

$$R_0 = \frac{R_- \cdot R_+}{R_- - R_+}.$$

С выравнивающими резисторами схема обеспечивает одинаковые коэффициенты обратной связи для любого из входов сумматора и суммирование выходных сигналов в соответствии с равенством (7.3).

Модули парциальных коэффициентов передачи любого канала сумматора $K_{освк}$, АЧХ, верхняя граничная частота, переходная характеристика, время установления в режиме малого сигнала

ла определяются аналогично подобным характеристикам инвертирующего каскада в режиме малого сигнала (6.43).

$$K_{осв i} = \frac{R}{R_i}, \quad K_{осв j} = \frac{R}{R'_j},$$

где $i = 1, \dots, i, \dots, m; j = 1, \dots, j, \dots, n$.

$$f_{г0,7} = \frac{f_1^*}{1 + \frac{R}{R_1}}, \quad \dot{Y}_г = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{г0,7}}}.$$

$$Y_г = |\dot{Y}_г| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_{г0,7})^2}}.$$

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau_г},$$

где $\tau_г = 1/2\pi f_{г0,7}$.

$$t_y = 2,2\tau_г.$$

Очевидно, что рассмотренный выше каскад с симметричным входом и несимметричным выходом (рис.7.3) является частным случаем — двухвходовым разностным сумматором с одинаковыми коэффициентами взвешивания по каждому из суммируемых сигналов.

7.5 Простейшие фильтры

7.5.1 Фильтры подавления помех

В усилителях звуковоспроизведения для ослабления низкочастотных помех («гул», «рокот» при воспроизведении грампластинок, акустические помехи, шум кондиционеров и др.) используются фильтры ВЧ с крутым скатом характеристики пропускания [7, 17]. Высокочастотные шумы и помехи (в том числе от местных длинноволновых радиостанций и других источников высокочастотного излучения) подавляются с помощью фильтров НЧ. Обычно в этих целях используют фильтры Баттерворта и фильтры Бесселя. Фильтры Баттерворта обеспечивают максимальную равномерность АЧХ, а фильтры Бесселя обеспечивают максимальную равномерность частотной характеристики групповой скорости, т.е.

максимальную линейность ФЧХ. Фильтры Баттерворта и фильтры Бесселя отличаются только частотами полюсов элементарных фильтров (добротностями резонансных контуров Q для полосовых фильтров). Поэтому схемы их одинаковы, различия лишь в величинах емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов. В звуковой схемотехнике получили широкое распространение активные фильтры фирмы Sallen & Kelly (рис. 7.5).

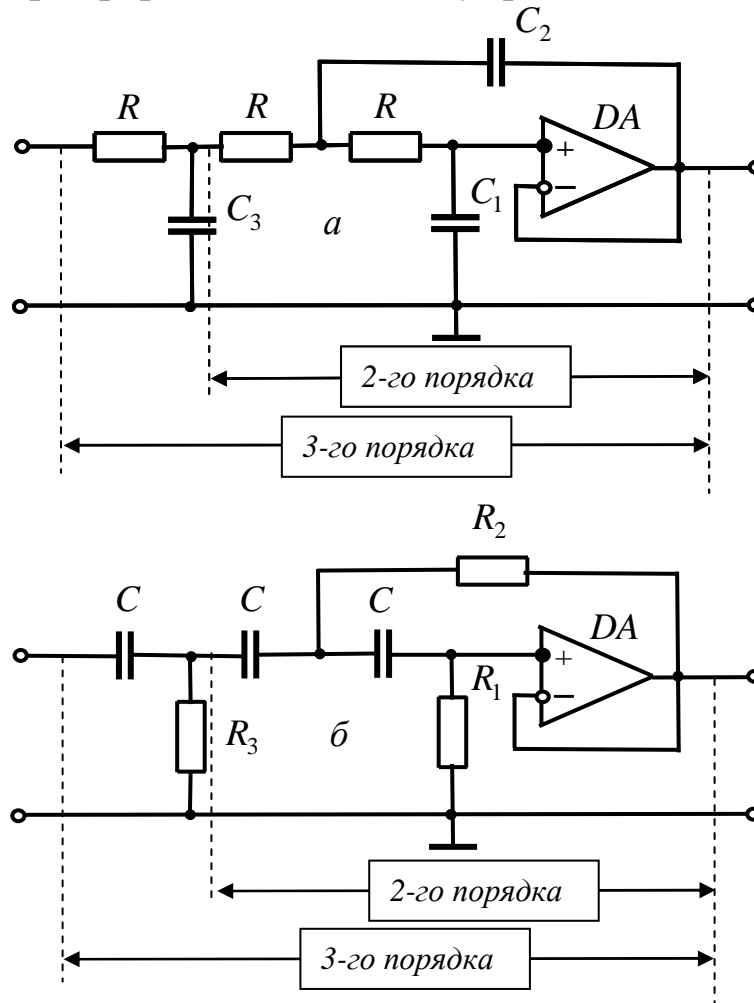


Рис. 7.5 — Фильтры Sallen & Kelly:
 а — НЧ; б — ВЧ

Значения нормированных номиналов элементов схемы этих фильтров приведены в таблице 7.1.

Для фильтра НЧ по заданному (или принятому) значению номинала сопротивления резистора R и по заданной частоте среза фильтра f_o (при «завале» АЧХ на 3 дБ) емкости конденсаторов

C_i ($i = 1...3$) рассчитываются по формуле:
$$C_i = \frac{c_i}{2\pi f_o R}.$$

Для фильтра ВЧ по заданному (или принятому) значению номинала емкости конденсаторов C и по заданной частоте среза фильтра f_o (при завале АЧХ на 3 дБ) сопротивления резисторов R_i ($i = 1...3$) определяются соотношением:

$$R_i = \frac{1}{2\pi f_o C c_i}.$$

Таблица 7.1 — Нормированные номиналы элементов фильтров НЧ и ВЧ

Порядок фильтра	Фильтр Бесселя			Фильтр Баттерворта		
	c_1	c_2	c_3	c_1	c_2	c_3
2	0,500	0,667	–	0,707	1,414	–
3	0,813	0,145	0,565	0,202	3,549	1,393

Примечание

Подробные сведения о фильтрах более высоких порядков приведены в [4]. Их использование (например, в звукопроцессорах, в модулях формирования пространственной звуковой картины устройств высококачественного звуковоспроизведения [27]) не предусмотрено в малоформатных курсовых проектах, как недоступное по лимиту времени на курсовое проектирование (в соответствии с учебными планами).

7.5.2 Простейший фазовый фильтр

Фазовые фильтры [4, 7] имеют равномерные АЧХ. Они могут быть использованы при проектировании формирователей пространственной звуковой картины в усилителях звуковоспроизведения. Коэффициент передачи простейшего фазового фильтра первого порядка (рис. 7.6) определяется соотношением

$$\dot{K} = K(j\omega) = \frac{1 - j\omega\tau_o}{1 + j\omega\tau_o},$$

где $\tau_o = RC$. АЧХ такого полосового фазового фильтра равномерна ($K = 1$), а уравнение ФЧХ имеет вид

$$\varphi = -2\arctg\omega\tau_o = -\arctg \frac{2\omega\tau_o}{1 - (\omega\tau_o)^2}.$$

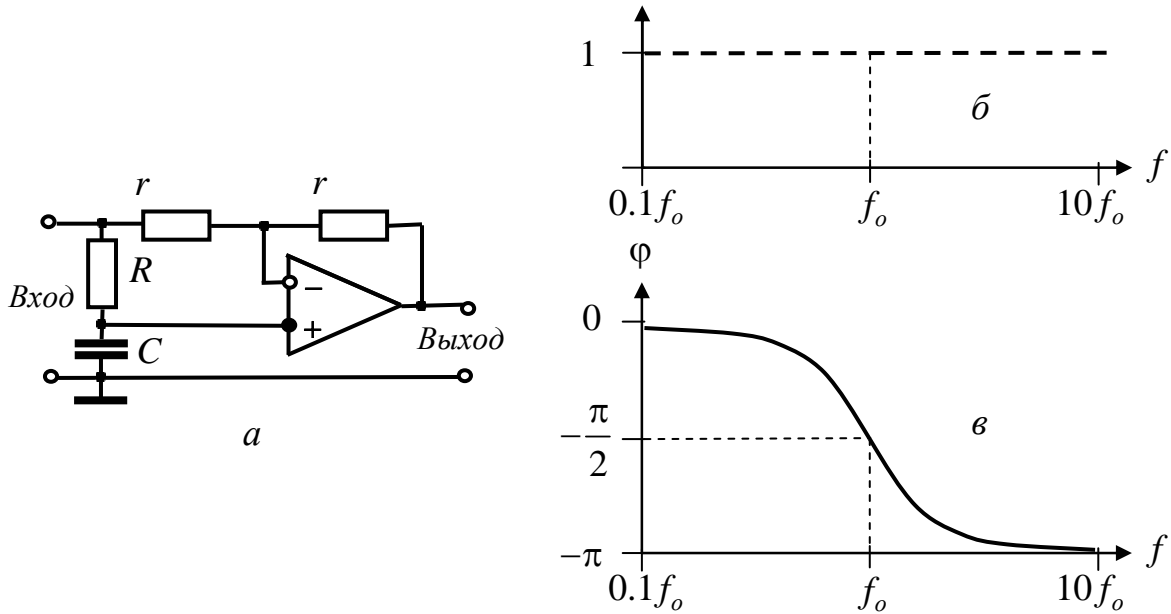


Рис. 7.6 — Фазовый фильтр первого порядка:
a — схема; *б* — АЧХ; *в* — ФЧХ

7.5.3 Режекторный 2Т-фильтр

Режекторные фильтры используются для вырезания части спектра частот из рабочего диапазона частот усилителей в системах автоматического регулирования, в формирователях псевдостереосигналов усилителей звуковоспроизведения и т.д. В области инфранизких и звуковых частот они часто выполняются на основе RC цепей по схеме 2Т-фильтров (рис. 7.7) [4, 7]. Коэффициент передачи 2Т-фильтра определяется соотношением:

$$K(p) = \frac{p^2 + \omega_o^2}{p^2 + \frac{p\omega_o}{Q} + \omega_o^2},$$

где $\omega_o = \frac{\sqrt{n}}{RC}$, $Q = \frac{\sqrt{n}}{2(1+n)}$, $n = \frac{R}{2R_3} = \frac{2C}{C_3}$.

Часто в практических реализациях используют $n = 1$.

АЧХ и ФЧХ 2Т-фильтра имеют вид:

$$K = \sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_o^2)^2}{(\omega^2 - \omega_o^2)^2 + \left(\frac{\omega\omega_o}{Q}\right)^2}},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega\omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)} \text{ при } \omega < \omega_0,$$

$$\varphi = -\pi - \operatorname{arctg} \frac{\omega\omega_0}{Q(\omega^2 - \omega_0^2)} \text{ при } \omega > \omega_0.$$

Графики АЧХ и ФЧХ приведены на рис. 7.7, б, в.

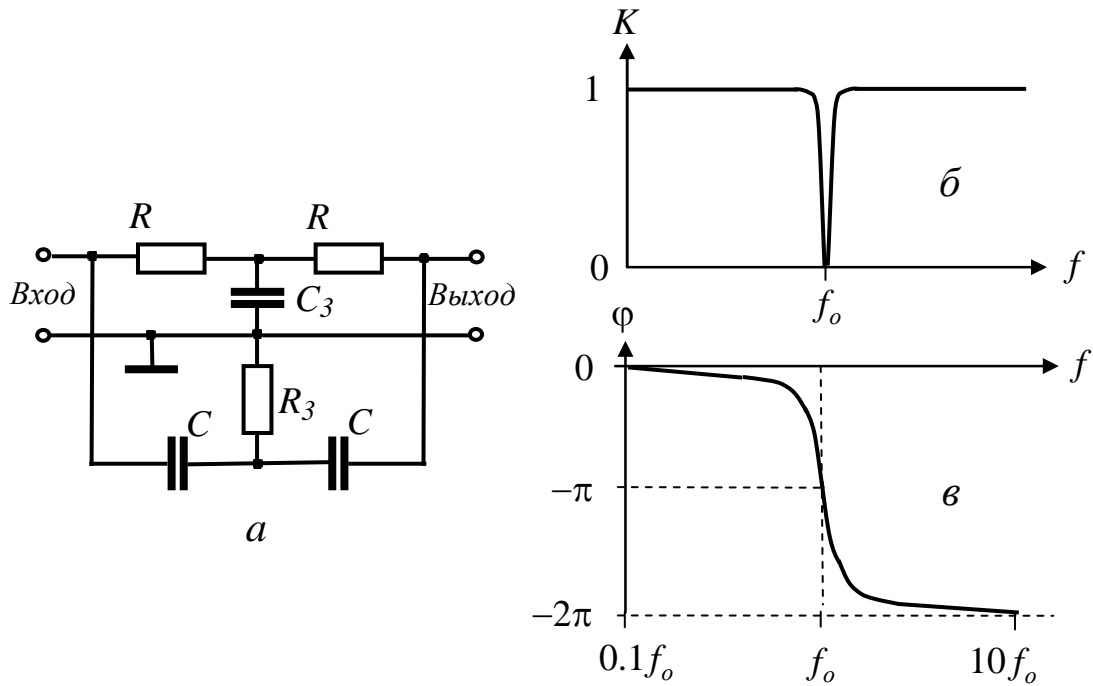


Рис. 7.7 — Режекторный фильтр
а — схема $2T$ -фильтра; б — АЧХ; в — ФЧХ

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega\omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)} \text{ при } \omega < \omega_0, \quad \varphi = -\pi - \operatorname{arctg} \frac{\omega\omega_0}{Q(\omega^2 - \omega_0^2)}$$

при $\omega > \omega_0$.

Графики АЧХ и ФЧХ приведены на рис. 7.7, б, в.

8 БАЗОВЫЕ КАСКАДЫ С НЕРАВНОМЕРНЫМИ АЧХ. КОРРЕКТОРЫ

8.1 Назначение корректоров

Ряд носителей звуковых программ имеет предварительные искажения АЧХ реальных источников звуков, вносимые при записи для улучшения результирующего отношения сигнал/шум сквозного тракта «запись — воспроизведение». Существуют искажения звуковой картины и при воспроизведении программ, связанные с физическими принципами работы датчиков воспроизводимых сигналов с носителей записанных звуковых картин. Например, ЭДС воспроизводящей магнитной головки (при воспроизведении записи с магнитной ленты) пропорциональна частоте сигнала при равномерной АЧХ намагниченности ленты. Это приводит к необходимости применения в усилительных устройствах бытовой аппаратуры усилителей-корректоров со специальными формами АЧХ, позволяющими при воспроизведении восстановить первоначальный спектральный состав звуковой программы. Существуют и другие устройства, требующие специфических неравномерных АЧХ. Примером таких устройств могут быть корректоры затухания в линиях передачи систем телекоммуникаций. В абсолютном большинстве модулей корректоров используются простейшие формы частотной зависимости АЧХ (подъем или спад АЧХ со скоростью 6 дБ/октава). Они, с одной стороны, в основном адекватны физическим процессам, приводящим к необходимости коррекции АЧХ, а с другой — позволяют достичь высокой повторяемости характеристик при производстве аппаратуры (из-за минимальной чувствительности таких характеристик к разбросу номиналов элементов схемы) [7, 18, 19].

Схемотехническая реализация усилителей-корректоров базируется на свойствах усилителей с глубокой обратной связью по напряжению (ОС).

8.2 Корректоры со скатом диаграммы Боде 6 дБ/октава

Корректоры на основе неинвертирующего каскада. Корректоры со скатом диаграммы Боде 6дБ/октава часто используются в качестве входных усилителей-корректоров, определяющих отношение сигнал/шум канала обработки сигналов. В этой связи предпочтительной становится их схемотехническая реализация на основе неинвертирующего каскада, который обеспечивает лучшее отношение *сигнал/шум* (см. подраздел 6.5) [7].

Схема такого каскада и варианты цепей ОС для формирования диаграммы Боде усилителя-корректора приведены на рис. 8.1.

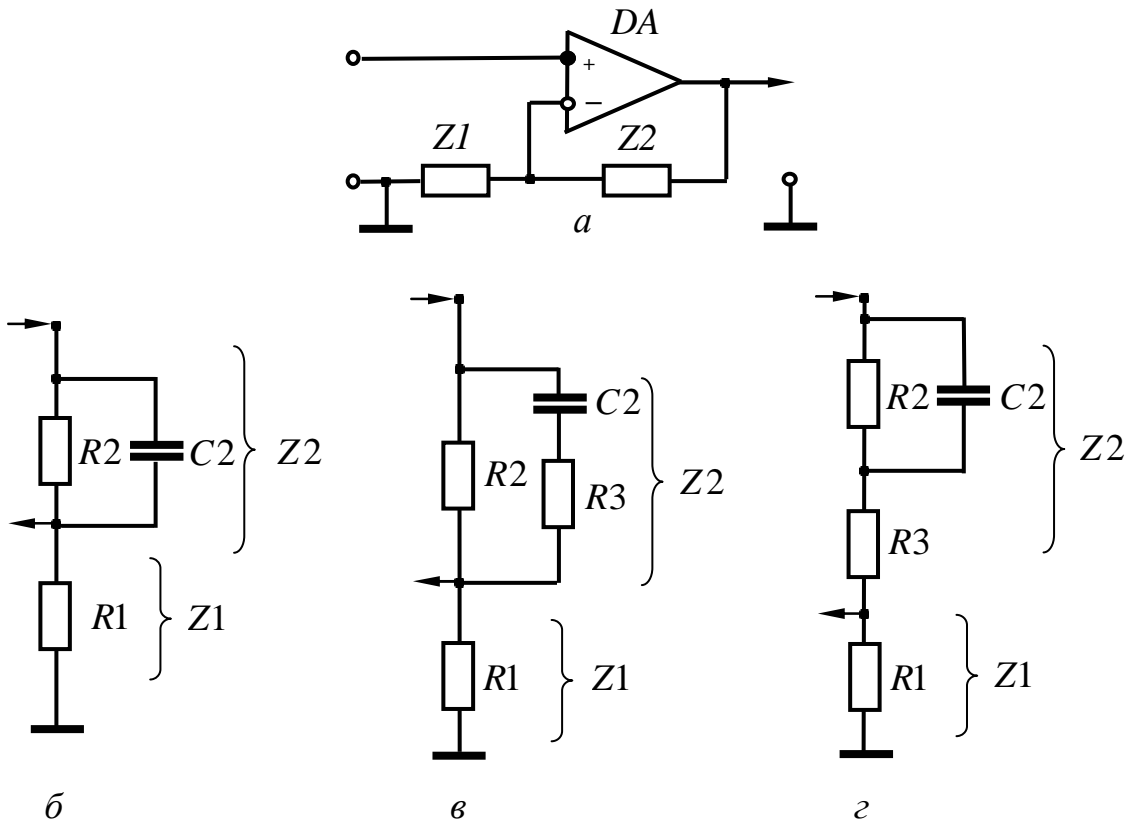


Рис. 8.1

a — схема неинвертирующего каскада на ОУ с комплексными сопротивлениями цепи обратной связи;
б, в, з — варианты цепей ОС для формирования АЧХ корректоров

Коэффициент передачи цепи ОС —

$$\dot{\beta} = \frac{Z1}{Z1 + Z2} \quad (8.1)$$

определяет коэффициент передачи корректора:

$$\dot{K}_c = \frac{1}{\dot{\beta}} = \frac{Z1 + Z2}{Z1} = 1 + \frac{Z2}{Z1}. \quad (8.2)$$

Задавая структуру и параметры импедансов $Z1$ и $Z2$, можно реализовать усилители-корректоры на различные диапазоны частот.

АЧХ корректора формируется цепью обратной связи $Z1$ и $Z2$. Корректоры с крутизной ската диаграммы Бode **6 дБ/октава** (**20 дБ/декада**) реализуются с помощью цепей ОС (рис. 8.1 б, в, г), коэффициенты передачи которых увеличиваются по модулю с повышением частоты.

Коэффициенты передачи неинвертирующих корректоров (рис. 8.2, 8.3) с такими цепями ОС имеют одинаковый вид (на ОУ, обеспечивающих глубокую ОС ($|A| \gg 1$), $\beta K \gg 1$):

$$\dot{K}_c = K_{oc1} \times \frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1}. \quad (8.3a)$$

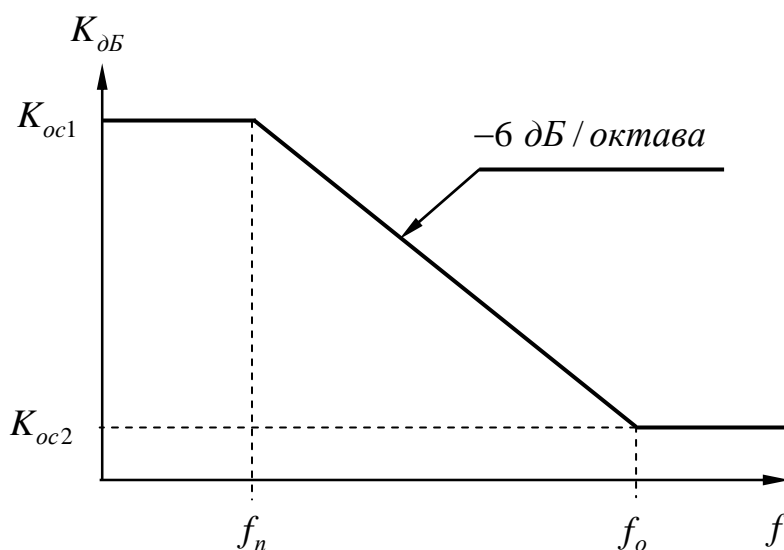


Рис. 8.2 — Диаграмма Бode корректора со скатом АЧХ 6 дБ/октава

Низкочастотные (при $f \rightarrow 0$) K_{oc1} и высокочастотные (при $f \rightarrow \infty$) K_{oc2} значения коэффициентов усиления (рис. 8.2), постоянные времени корректоров определяются выражениями, зависящими от структуры цепи ОС:

для ОС по рис. 8.1, б —

$$\left. \begin{aligned} K_{oc1} &= \frac{R1 + R2}{R1}, \quad K_{oc2} = 1, \\ \tau_1 &= C2R2, \quad \tau_2 = C2(R1 \parallel R2); \end{aligned} \right\} \quad (8.3.6)$$

для ОС по рис. 8.1, в —

$$\left. \begin{aligned} K_{oc1} &= \frac{R1 + R2}{R1}, \quad K_{oc2} = \frac{R1 + R2 \parallel R3}{R1}, \\ \tau_1 &= C2(R2 + R3), \quad \tau_2 = C2[R3 + R1 \parallel R2]; \end{aligned} \right\} \quad (8.3.в)$$

для ОС по рис. 8.1, г —

$$\left. \begin{aligned} K_{oc1} &= \frac{R1 + R2 + R3}{R1}, \quad K_{oc2} = \frac{R1 + R3}{R1}, \\ \tau_1 &= C2R2, \quad \tau_2 = C2[(R1 + R3) \parallel R2]. \end{aligned} \right\} \quad (8.3.г)$$

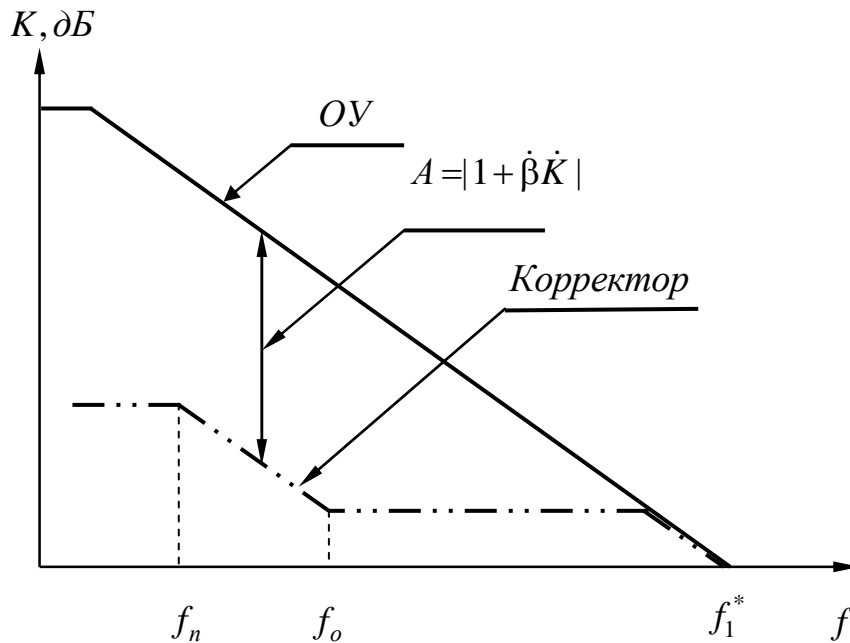


Рис. 8.3 — Диаграмма Бode корректора со скатом **6 дБ/октава** на реальном ОУ

В приведенных соотношениях символом « \parallel » условно обозначено сопротивление параллельно включенных резисторов.

Частоты f_n и f_o (полюса и нуля диаграммы Бode K_c) определяются равенствами:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\tau_1}, \quad f_o = \frac{1}{2\pi\tau_2}. \quad (8.4)$$

Реальные ОУ отличаются конечными величинами коэффициента усиления K_o^* и частоты единичного усиления f_1^* . Обеспечение устойчивости рассмотренных корректоров на реальных ОУ с крутизной ската диаграммы Боде 6 дБ/октава не встречает затруднений. Из рис. 8.3 видно, что глубина ОС на любом участке частотного диапазона изменяется со скоростью не более **6 дБ/октава**. А это значит, что система устойчива, так как для нее ни на одной из частот не выполняется условие баланса фаз (6.3).

Точность реализации заданной диаграммы Боде корректора определяется двумя обстоятельствами: 1) глубиной ОС; 2) точностью задания номиналов пассивных элементов схемы.

При глубокой ОС

$$\dot{K}_c = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{\beta}K} \approx \frac{1}{\dot{\beta}} \left(1 - \frac{1}{\dot{\beta}K} \right).$$

Отсюда следует, что **погрешность задания коэффициента передачи корректора определяется погрешностью реализации цепи ОС и глубиной ОС**, т.к.

$$\dot{K}_c \left(1 + \frac{d\dot{K}_c}{\dot{K}_c} \right) \approx \frac{1}{\dot{\beta}} \left(1 - \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} - \frac{1}{\dot{\beta}K} \right).$$

Относительная нестабильность модуля коэффициента передачи корректора определяется выражением:

$$\left| \frac{d\dot{K}_c}{\dot{K}_c} \right| \approx \left| \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} + \frac{1}{\dot{\beta}K} \right| \leq \left| \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} \right| + \left| \frac{1}{A} \right|. \quad (8.5)$$

Глубокая ОС приводит к малой относительной погрешности АЧХ корректора за счет второго слагаемого (8.5) (при $|A| = |1 + \dot{\beta}K| \geq 100$ не превышает 1 %). Ее практически можно не учитывать при расчетах погрешностей АЧХ, так как даже для высококачественной аппаратуры допускается погрешность порядка 5 %. В этом случае первое слагаемое (8.5) — относительная погрешность коэффициента ОС — определяет обеспечение разброса коэффициентов передачи партии корректоров, выполненных на элементах со стандартными номиналами и допусками.

Анализ первого слагаемого (8.5) показывает, что на «полках» диаграммы Боде (участках равномерной АЧХ) относитель-

ная погрешность определяется допусками на номиналы резисторов $|\frac{\delta R}{R}|$, а на «скате» диаграммы Боде — еще и допусками на номиналы конденсаторов $|\frac{\delta C}{C}|$, используемых при реализации корректоров.

$$\text{На «полках» — } \left| \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} \right| = 2 \left| \frac{\delta R}{R} \right|, \quad (8.5a)$$

$$\text{на «скатах» — } \left| \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} \right| \leq \left| 2 \frac{\delta R}{R} + j \frac{\delta C}{C} \right|. \quad (8.5б)$$

Исключение составляет корректор с цепью ОС, приведенной на рис. 8.4, б. Он имеет $K_{oc2} \approx 1$ (на «второй полке», выше f_o , (см. рис. 8.2, 8.3). Относительная нестабильность для такого корректора определяется только вторым слагаемым (8.5).

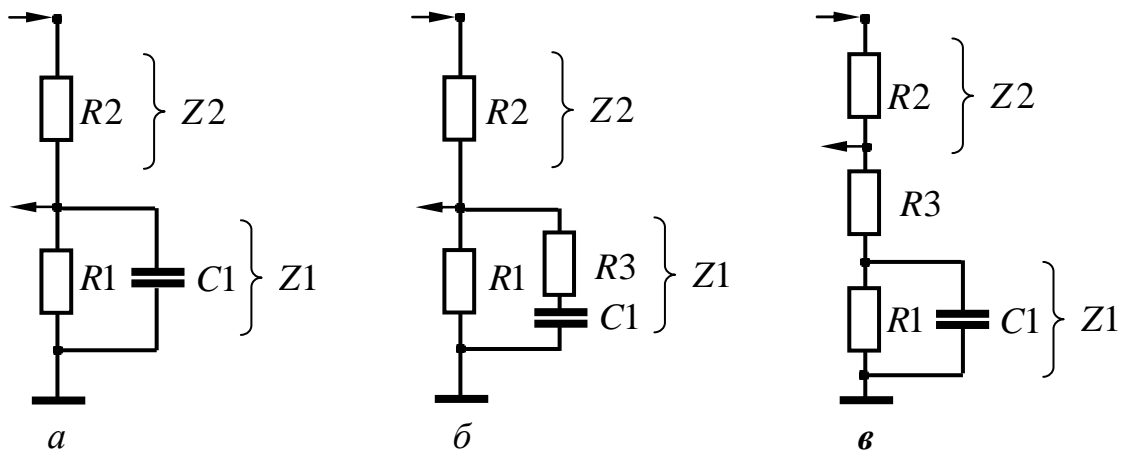


Рис. 8.4 — Цепи ОС для формирования диаграммы Боде корректора с крутизной подъема **6 дБ/октава**

Исходными данными для расчета таких корректоров являются: K_{oc1} , K_{oc2} , f_o (или f_n) или K_{oc1} (или K_{oc2}), f_o , f_n и требуемая точность реализации АЧХ $|\frac{\delta \dot{K}}{\dot{K}}|$.

Расчет корректора начинают с выбора ОУ. ОУ должен иметь частоту единичного усиления f_1^* , удовлетворяющую неравенству

$$f_1^* \geq A(f_o) \cdot K_{oc2} \cdot f_o,$$

где $A(f_o)$ определяют, отводя часть заданного $|\frac{\delta \dot{K}}{\dot{K}}|$ на второе слагаемое общей погрешности реализации АЧХ корректора (8.5).

Затем выбирают номинал R_1 из условия малого влияния спектральной плотности шумового тока инвертирующего входа ОУ ($\bar{i}_{n-} = \bar{i}_n$) на суммарную спектральную плотность напряжения шума, приведенного ко входу (подразд. 6.4, п. 3). Для этого должно выполняться условие:

$$\bar{i}_n R_{\sim} \leq 0.3 \bar{e}_n,$$

где R_{\sim} — сопротивление для переменного тока между инвертирующим входом ОУ и общим проводом схемы (рис. 8.1),

\bar{e}_n — спектральная плотность ЭДС белого шума ОУ, приведенная ко входу. Несколько ужесточив это условие, можно принять

$$R_1 = R_{\sim} \leq \frac{0.3 \bar{e}_n}{\bar{i}_n}.$$

Далее, используя соотношения (8.3), находят требуемые значения номиналов конденсатора и остальных резисторов. Номиналы выбирают из стандартных рядов (Приложение 4) с допусками на отклонение, обеспечивающими требуемую точность обеспечения $|\frac{\delta \dot{K}}{\dot{K}}|$. В случае необходимости требуемая точность

задания сопротивления резистора может быть достигнута применением подстроечных резисторов (Приложение 5). При этом учитывают, что частично запас допусков «израсходован» на неидеальность ОУ (второе слагаемое (8.5) — $|\frac{1}{A}| \leq 0,01 \dots 0,1$). Коэффициент гармоник и отношение c/m рассчитывают в соответствии с подразд. 6.4, 6.6.

Заметим, что по шумовым свойствам корректоры с цепями ОС, соответствующими рис. 8.1, б и 8.1, в, идентичны.

8.3 Корректоры с подъемом диаграммы Боде 6 дБ/октава

Корректоры с подъемом диаграммы Боде 6дБ/октава для уменьшения собственных шумов выполняют по схеме с частотно-зависимым делителем в цепи ОС (рис. 8.1, а). Цепями ОС в таких корректорах могут служить делители, приведенные на рис. 8.4.

Диаграмма Боде имеет вид, представленный на рис. 8.5, а частоты нуля и полюса f_o и f_p определяются соотношениями:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\tau_1} \text{ и } f_p = \frac{1}{2\pi\tau_2}. \quad (8.6)$$

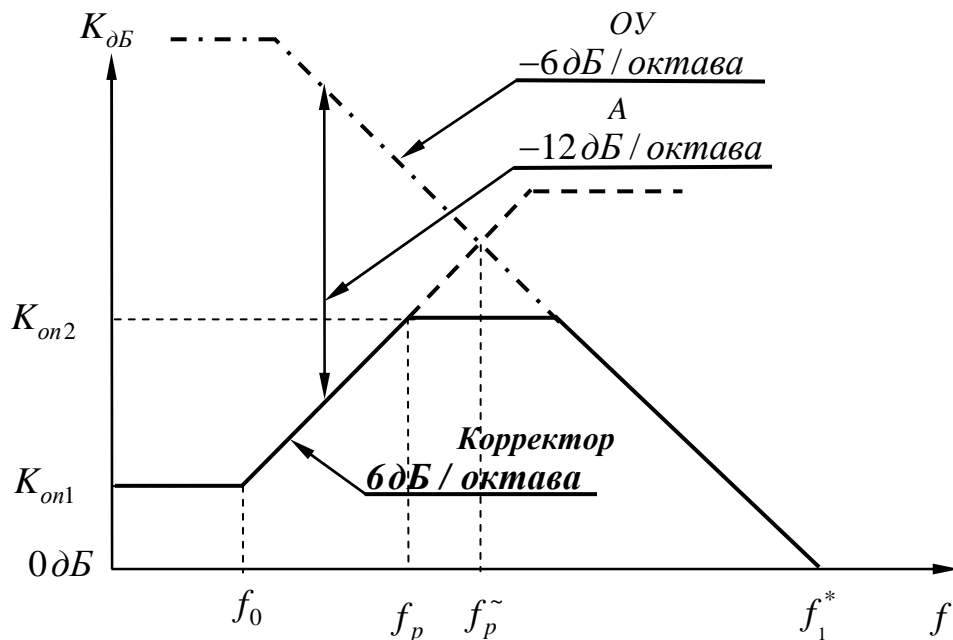


Рис. 8.5 — Диаграмма Боде корректора с подъемом **6 дБ/октава** на неинвертирующем каскаде с комплексными сопротивлениями в цепи ОС

Низкочастотные и высокочастотные значения коэффициентов усиления и постоянные времени равны:

для корректора с ОС по рис. 8.4, а —

$$\left. \begin{aligned} K_{on1} &= \frac{R1 + R2}{R1}, \quad K_{on2} \rightarrow \infty \text{ (для идеального ОУ)}, \\ \tau_1 &= C1(R1 \parallel R2), \quad \tau_2 = 0; \end{aligned} \right\} \quad (8.7a)$$

для корректора с ОС по рис. 8.4, б —

$$\left. \begin{aligned} K_{on1} &= \frac{R1 + R2}{R1}, \quad K_{on2} = \frac{R2 + R1 \parallel R3}{R1 \parallel R3}, \\ \tau_1 &= C1(R3 + R1 \parallel R2), \quad \tau_2 = C1R3; \end{aligned} \right\} \quad (8.76)$$

для корректора с ОС по рис. 8.4, в —

$$\left. \begin{aligned} K_{on1} &= \frac{R1 + R2 + R3}{R1 + R3}, \quad K_{on2} = \frac{R2 + R3}{R3}, \\ \tau_1 &= C1 \times R1 \parallel (R2 + R3), \quad \tau_2 = C1 \times R1 \parallel R3. \end{aligned} \right\} \quad (8.7в)$$

Для корректора с цепью ОС по рис. 8.4, а $f_p \approx f_p^{\sim}$, а на частотах выше f_p^{\sim} диаграмма Бode корректора определяется скатом диаграммы Бode ОУ (штрихпунктирная линия на рис. 8.5). Глубина ОС A (и петлевое усиление) в диапазоне частот от f_o до f_p^{\sim} изменяется со скоростью **12 дБ** на октаву. В такой системе на частотах, близких к f_p^{\sim} , фазовый сдвиг петлевого усиления может приближаться к 180° . В этом случае отрицательная ОС (на нижних частотах) на частотах, близких к f_p^{\sim} , может переходить в положительную. Это чревато дополнительным подъемом АЧХ и потенциальной возможностью самовозбуждения корректора при наличии дополнительных сдвигов фазы в петле ОС (например, за счет паразитной емкости между инвертирующим входом и выходом ОУ).

В реальных схемах корректоров на ОУ с внутренней коррекцией фазовый сдвиг за счет ОУ стремится к -90° только при частоте, стремящейся к бесконечности (на f_p^{\sim} он по модулю несколько меньше 90°). Фазовый сдвиг цепи ОС также не достигает -90° . Предельные значения фазовых сдвигов в цепи ОС для подъема диаграммы Бode на **20...40 дБ** не выходят за пределы $-60^\circ \dots -80^\circ$. Это свидетельствует о том, что в диапазоне частот от f_o до f_p^{\sim} корректор остается устойчивой системой. Однако его АЧХ может иметь дополнительный подъем АЧХ на частотах близких к f_p^{\sim} .

Этого подъема не происходит, если на частотах, близких к f_p^{\sim} , фазовый сдвиг цепи ОС не превышает 30° при $|\dot{K}\dot{\beta}|=1$ [18,

19]. Для простейшего корректора (ОС по рис. 8.4, а) последнее условие не выполняется, т.к. на частотах, близких к f_p , $|\dot{K}\beta| \approx 1$, а $\varphi_\beta > 45^\circ$. По этой причине простейшие корректоры в современной бытовой аппаратуре не применяются.

Для корректоров с цепями ОС, реализованными по рис. 8.4, б и 8.4, в, при перекрытии частотного диапазона коррекции не менее декады ($\frac{f_p}{f_o} \geq 10$) на частоте f_p фазовый сдвиг цепи ОС не превышает 30° . Подъема АЧХ на частотах порядка f_p и выше не возникает при глубинах ОС на частоте f_p порядка **20...40 дБ**. Такие глубины необходимы для обеспечения малой погрешности K_{on2} за счет ОУ. Именно такие корректоры и используются в современной бытовой аппаратуре.

Для корректоров следует использовать ОУ с внутренней коррекцией АЧХ. Частота единичного усиления ОУ выбирается из условий обеспечения требуемого допуска в погрешности реализации заданной АЧХ и отсутствия подъема АЧХ на частотах, близких к f_p . Из (8.5) следует, что для обеспечения $|\frac{1}{A}| \leq 0,01...0,1$ необходимо выбрать ОУ с частотой единичного усиления

$$f_1^* \geq (10...100)f_p. \quad (8.8)$$

Расчет элементов схемы и допусков на их номиналы, обеспечивающих заданные допуски отклонения характеристик корректоров, расчет коэффициентов гармоник, отношения сигнал/шум производятся аналогично изложенному выше расчету для корректоров с диаграммой Боде, имеющей крутизну ската бдБ на октаву.

8.4 Корректоры с подъемами и спадами диаграммы Боде

В технике звукозаписи и звуковоспроизведения наряду с простейшими корректорами, описанными выше, используются корректоры с комбинацией подъемов и спадов диаграммы Боде. Примерами таких корректоров могут быть усилители-корректоры маг-

нитного звукоснимателя, усилители-корректоры канала магнитной звукозаписи и другие [7, 18, 19]. Диаграммы Бode корректоров с комбинацией подъемов и спадов приведены на рис. 8.6 и 8.7.

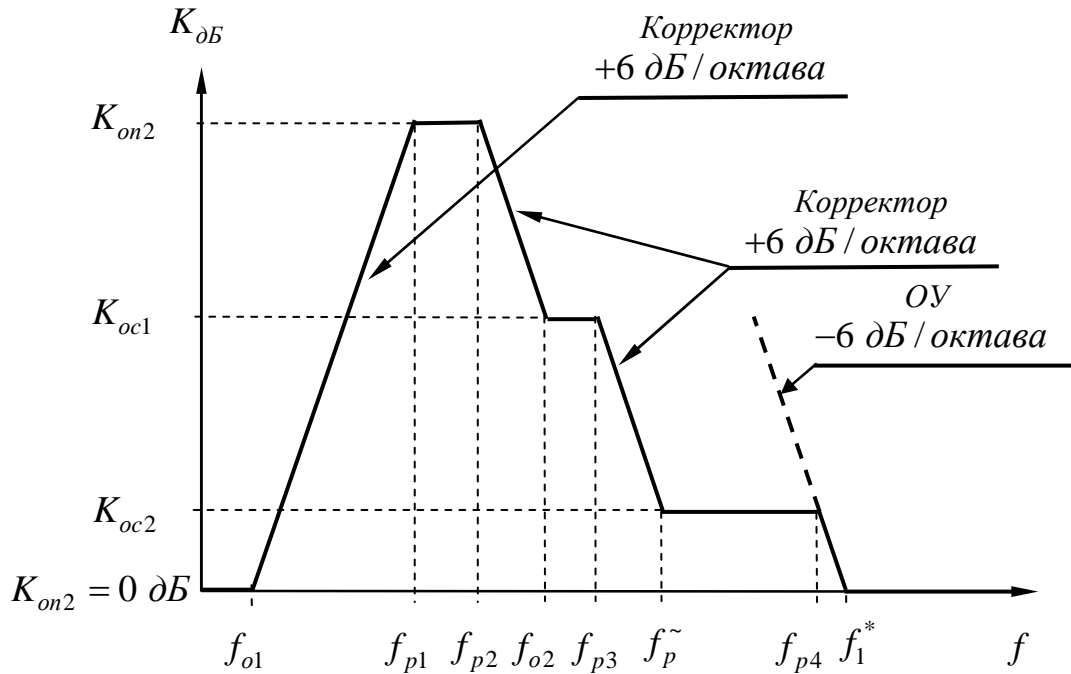


Рис. 8.6 — Диаграмма Бode корректора с комбинацией подъема и спадов с крутизнами **6 дБ/октава** с комплексными сопротивлениями в цепи ОС

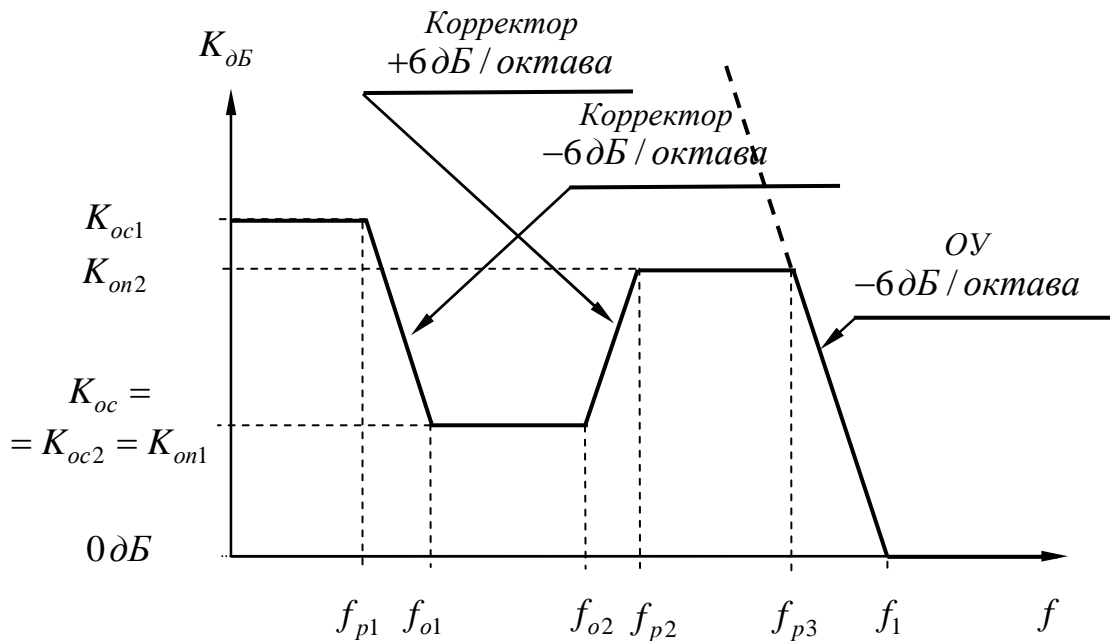


Рис. 8.7 — Вариант диаграммы Бode корректора с комбинацией спада и подъема с комплексными сопротивлениями в цепи ОС

Схемотехническая реализация таких корректоров, имеющих диаграмму Бode, соответствующую рис. 8.6, может быть выполнена разными способами. Простейшим вариантом схемотехнической реализации корректора является каскадное соединение усилителей-корректоров: корректор с подъемом АЧХ (интервал частот $f_{o1} \dots f_{p2}$) плюс корректор со спадом АЧХ (интервал частот $f_{p2} \dots f_{p3}$) плюс еще один корректор со спадом АЧХ (интервал частот $f_{p3} \dots f_{p4}$). При этом АЧХ корректора в интервале частот от f_{p4} и далее формируется диаграммами Бode ОУ каскадируемых корректоров, то есть суммарная диаграмма Бode устойчивого корректора на этом интервале может иметь крутизну ската 18 дБ/октава при одинаковых корректорах (или одинаковых ОУ в разных корректорах). Расчет этого варианта (после распределения усиления между каскадами) прост: он сводится к расчету описанных выше вариантов корректоров.

Однако такой вариант реализации громоздок конструктивно и нецелесообразен по экономическим соображениям, так как требует утроенный (для двухкаскадного корректора, выполненного для реализации АЧХ по рис. 8.7 — удвоенный) комплект ОУ и пассивных элементов.

Практическая схемотехническая реализация корректоров часто ограничивается использованием одного ОУ с усложненной структурой цепи ОС (рис. 8.8). При этом не только сокращается расход комплектующих для изготовления корректоров, но и несколько улучшается отношение сигнал/шум. В этой схеме цепи $R2, C2$ и $R3, C3$ формируют скаты диаграммы Бode, цепь $R1, C1$ — подъем диаграммы Бode (рис. 8.5).

При «разносе» соседних нулей и полюсов не менее декады (десятикратного изменения частоты) расчет элементов схемы можно приближенно произвести на основе приведенных выше соотношений для корректоров с подъемом и со спадом диаграммы Бode. В этом случае при расчете $C1$ остальные конденсаторы условно считаются отключенными (их сопротивления значительно превышают сопротивления параллельно включенных резисторов в диапазоне частот от f_{o1} до f_{p1} (рис. 8.8)). При расчете $C2$ (диапазон частот от f_{p2} до f_{o2}) — $C1$ заменяется коротким за-

мыканием (его сопротивление мало), а $C3$ считается отключенным (его сопротивление велико). И, наконец, при расчете $C3$ — конденсаторы $C1$ и $C2$ заменяют коротким замыканием.

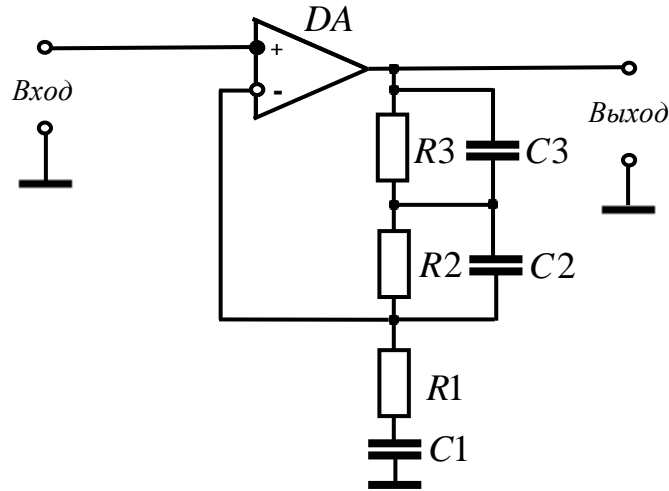


Рис. 8.8 — Практическая схема усилителя-корректора с комбинациями подъема и спадов диаграммы Боде с крутизнами **6 дБ/октава**

При малых «разносах» соседних нулей и полюсов расчет усложняется из-за взаимного влияния всех резисторов и конденсаторов на частоты нулей и полюсов. Другими словами, комплексный коэффициент передачи зависит от сопротивлений всех элементов схемы, знаменатель его — полином четвертого порядка по степеням частоты (третьего, если не учитывать частотную зависимость коэффициента передачи ОУ), а числитель — полином третьего порядка. В этом случае расчеты выполняют с применением ЭВМ или с использованием справочных данных (которые представляют собой результаты расчетов на ЭВМ) в виде нормированных значений элементов схемы [7].

Схемотехническая реализация корректоров, имеющих диаграмму Боде, соответствующую рис. 8.7, также может быть различной. Используют или каскадное соединение корректоров, один из которых имеет крутизну ската диаграммы Боде бдБ на октаву, а другой — с крутизной подъема бдБ на октаву, или один каскад с частотно-зависимыми сопротивлениями в каждом из плеч делителя в цепи ОС (рис. 8.9). Последний вариант оказыва-

ется предпочтительным, как более экономичный и имеющий лучшее отношение сигнал/шум.

При «разносе» соседних нулей и полюсов не менее декады (десятикратного изменения частоты) расчет элементов схемы можно приближенно произвести на основе приведенных выше соотношений для корректоров с подъемом и со спадом диаграммы Боде. В этом случае при расчете $C1$ остальные конденсаторы условно считаются отключенными (их сопротивления значительно превышают сопротивления параллельно включенных резисторов в диапазоне частот от f_{o1} до f_{p1} (рис. 8.9)).

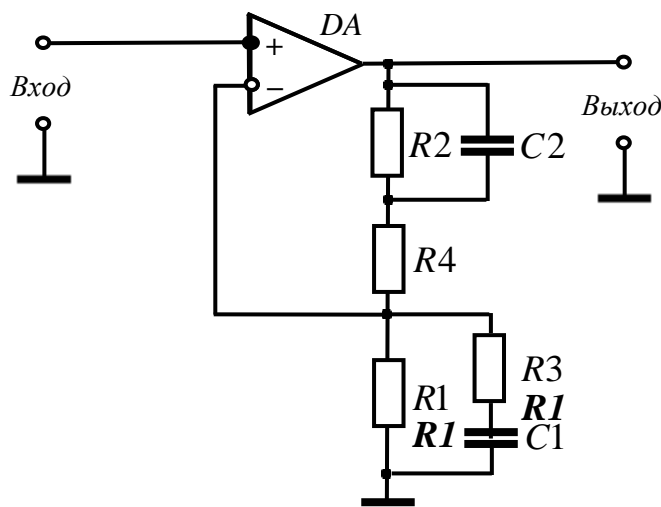


Рис. 8.9 — Схема усилителя-корректора с комбинацией спада и подъема диаграммы Боде с крутизнами 6 дБ/октава

При расчете $C2$ (диапазон частот от f_{p2} до f_{o2}) — $C1$ заменяется коротким замыканием (его сопротивление мало).

Обычно в таких корректорах бывает достаточно большой разнос по частотам нулей диаграммы Боде (f_{o1} и f_{o2} отличаются более чем на два порядка). Это обстоятельство приводит к малому взаимному влиянию $C1$ и $C2$ на частоты нулей и полюсов диаграммы Боде. В таком случае (с дополнительной погрешностью не более 1...2 %) расчеты корректоров можно производить приближенно по соотношениям, аналогичным описанным выше:

$$K_{oc1} = \frac{R1 + R2 + R4}{R1}; \quad K_{oc2} = K_{oc} = K_{on1} = \frac{R1 + R4}{R1};$$

$$K_{on2} = \frac{R4 + R1 \parallel R3}{R1 \parallel R3};$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C2 R2}; f_{o1} = \frac{1}{2\pi C2 [(R1 + R4) \parallel R2]};$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi C1 (R3 + R1 \parallel R4)}; f_{p2} = \frac{1}{2\pi C1 R3}. \quad (8.9)$$

При выборе типа ОУ с внутренней коррекцией ориентируются на обеспечение требуемой погрешности реализации АЧХ проектируемого устройства (8.5), выбирая частоту единичного усиления ОУ в соответствии с (8.8)

$$f_1^* \geq (10 \dots 100) K_{op2} \times f_{p2}. \quad (8.8a)$$

Расчеты коэффициента гармоник, отношения сигнал/шум, допусков на параметры элементов схемы корректора производятся аналогично изложенному выше (раздел 6).

8.5 Регуляторы частотных характеристик

8.5.1 Назначение и виды регуляторов частотных характеристик

Регуляторы частотных характеристик (РЧХ) являются неотъемлемой частью любого воспроизводящего устройства и предназначены для регулирования уровня сигналов в определенных частотных полосах, позволяющего изменять характер звуковой картины по желанию слушателя. На практике такие регуляторы — эффективное средство воздействия на искусственно воспроизводимую звуковую картину, которым ее можно приблизить к естественному звучанию [7, 17—20]. К регуляторам частотных характеристик относятся: частотно-зависимые («физиологические») регуляторы громкости; регуляторы тембра (регуляторы нижних и верхних частот), регуляторы «эффекта присутствия»; многополосные регуляторы (эквалайзеры); фильтры ограничения передаваемой полосы частот (антишумовые фильтры нижних и верхних частот). Иногда к РЧХ относят и регуляторы улучшения пространственного слухового впечатления (формирователи псев-

достереофонического эффекта, расширители стереофонической базы, звукопроцессоры).

РЧХ путем электронной обработки сигналов позволяют придавать звуковому материалу самые разнообразные эффекты звучания.

Особых требований по отношению *сигнал/шум* к РЧХ на активных элементах (транзисторах, ОУ) обычно не предъявляется в связи с тем, что ставятся они в тракте звуковоспроизведения с нормализованным (достаточно высоким — $0,5—1,0 В$) уровнем обрабатываемого сигнала [17, 18].

8.5.2 Частотно-зависимые регуляторы громкости

Из физиологии слуха [18] известно, что при снижении уровня громкости человек хуже воспринимает составляющие звука в областях низких и высоких частот звукового диапазона. Частотно-зависимые регуляторы громкости предназначены для выравнивания громкости звучания звуковой картины в соответствии с субъективными свойствами слуха человека. Как правило, это выравнивание состоит в искусственном подъеме составляющих нижних и верхних частот при малом уровне звука. Коррекция громкости, соответствующая кривой субъективного восприятия (см. рис. 6.13), реализуется с помощью физиологических регуляторов громкости (ФРГ). Такая регулировка позволяет улучшить субъективно воспринимаемую звуковую картину при низких уровнях громкости. Во всех устройствах звуковоспроизведения предусмотрена возможность отключения ФРГ (ФРГ, регулятор субъективной громкости, регулятор громкости с тонкомпенсацией — синонимы). Это связано с определенными проблемами их использования [7, 17]. В частности: при заданном положении регулятора заранее не известна субъективная громкость; реализованная в каждом конкретном звуковоспроизводящем устройстве частотно-зависимая характеристика регулировки громкости (по экономическим причинам) является аппроксимированной; нелинейная характеристика чувствительности слуха требует (теоретически) дополнительного «сжатия» сигнала, зависящего от уровня звука. Кроме того, коррекция АЧХ осуществляется с помощью минимально-фазовых цепей, хотя до сих пор неясно, чувствите-

лен ли слух человека к фазовым искажениям, которые возникают из-за однозначной связи между АЧХ и ФЧХ; многие музыкальные инструменты при исполнении громких и тихих пассажей издают звуки с разной окраской тембра.

Пассивные ФРГ выполняются на основе *RC*-цепей с плавно или ступенчато регулируемым сопротивлением [7, 17—20]. Для этой цели разработаны специальные переменные резисторы с дополнительными выводами (число этих выводов может быть в серийных переменных резисторах от одного до четырех), к которым подключаются корректирующие цепочки. Недостатками пассивных ФРГ являются значительные вносимые потери и связанное с ними ухудшение отношения *сигнал/шум* каналов звуковоспроизведения. Свободными от этих недостатков являются активные ФРГ.

Активный ФРГ может быть реализован на электронном потенциометре [7], модель которого может быть представлена заменой электронно-управляемого аттенюатора на потенциометр (рис. 8.10).

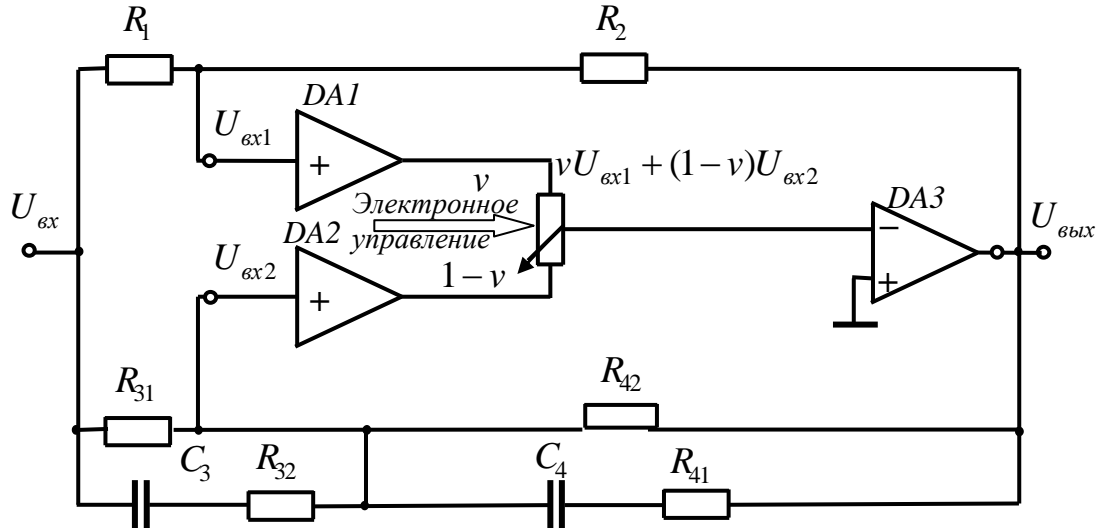


Рис. 8.10 — ФРГ на электронном потенциометре

Для того чтобы регулятору громкости придать частотную зависимость, соответствующую слуховому восприятию, один входной канал делают частотно-независимым, а второму — придают желаемые свойства, обеспечивающие коррекцию при минимальном уровне выходного сигнала (рис. 8.11).

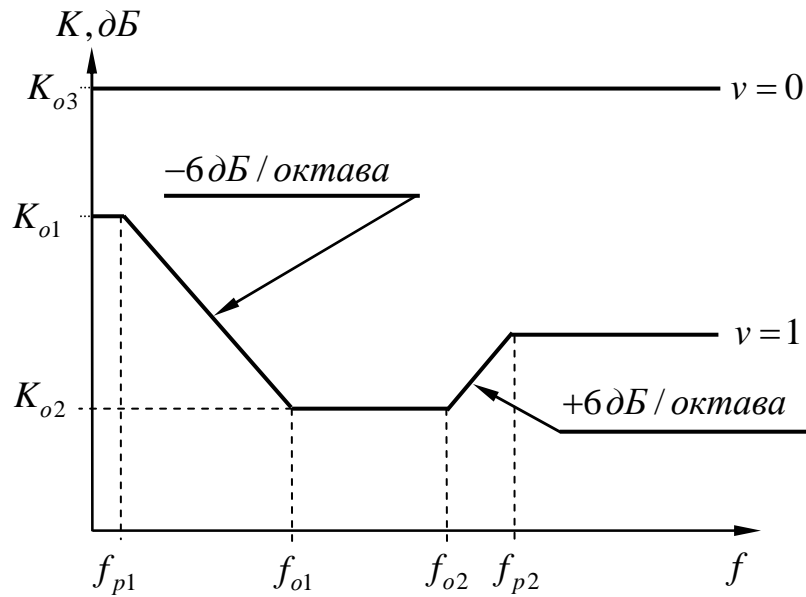


Рис. 8.11 — Диаграммы Боде ФРГ на электронном потенциометре для крайних положений регулятора

Расчетные соотношения для крайних значений положения регулятора:

$$\text{при } \nu = 1 \text{ — } K_o = -\frac{R_2}{R_1};$$

$$\text{при } \nu = 0 \text{ — } \dot{K} = \frac{Z_4}{Z_3}, \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_4(R_{41} + R_{42})}, \quad f_{o1} = \frac{1}{2\pi C_4 R_{41}},$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi C_3(R_{31} + R_{32})}, \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_3 R_{32}},$$

$$K_{o1} = -\frac{R_{42}}{R_{31}}, \quad K_{o2} = -\frac{R_{42} \parallel R_{41}}{R_{31}}, \quad K_{o3} = -\frac{R_{42} \parallel R_{41}}{R_3 \parallel R_{31}}. \quad (8.9)$$

Подъем АЧХ в области нижних частот определяется импедансом Z_4 , а в области верхних частот — импедансом Z_3 . Удобство такого регулятора состоит в том, что он позволяет дополнительно вводить ослабление сигнала изменением отношения R_2/R_1 при $\nu = 1$. Благодаря этому расширяются пределы возможной регулировки усиления. Подобный принцип построения ФРГ используется в ряде фирменных программно-управляемых ФРГ [7].

8.5.3 Регуляторы тембра

Регуляторы тембра (РТ) в устройствах звуковоспроизведения имеют регулируемые АЧХ на нижних и на верхних частотах [7, 17—20]. Диаграммы Боде симметричного регулятора тембра (рис. 8.12) для крайних положений регулятора показывают, что в области средних частот (порядка 1кГц) передаточная функция остается неизменной. На крайних частотах (20Гц, 20 кГц) ее можно регулировать (обычно в пределах **12...20 дБ**). График модуля передаточной функции K можно приближенно рассматривать состоящим из нескольких участков, каждый из которых представляет собой характеристику независимого фильтра 1-го порядка с крутизной **6 дБ/окт**. При симметричном подъеме и спаде передаточная функция РТ в операторном виде представляется равенством

$$K(p) = K_o \frac{\alpha_n + p\tau_n}{(1 - \alpha_n) + p\tau_n} \times \frac{1 + \alpha_g p\tau_g}{1 + (1 - \alpha_g)p\tau_g}. \quad (8.10)$$

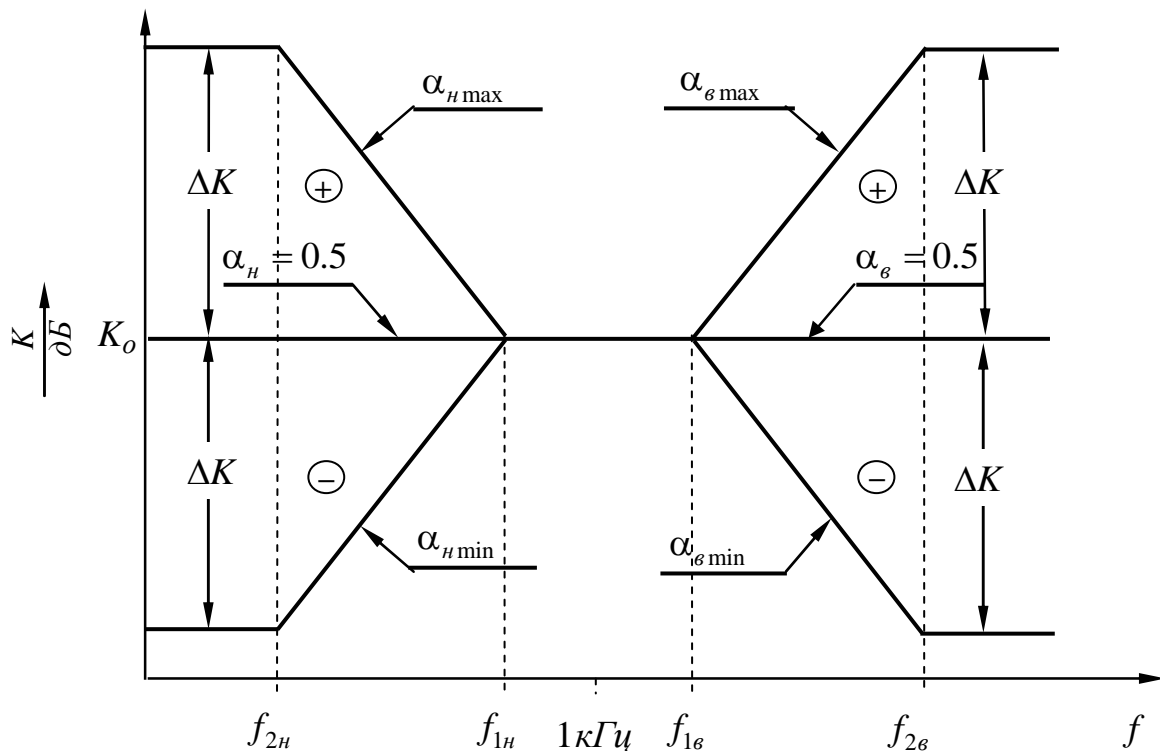


Рис. 8.12 — Диаграммы Боде симметричного регулятора тембра

Переменный коэффициент α определяет вид реализуемой обработки спектра: при максимально возможном подъеме $\alpha = 1$; без подъема или спада $\alpha = 0.5$; при максимальном спаде $\alpha = 0$. В реальных регуляторах тембра области регулирования ограничиваются значениями коэффициентов α :

$$0 < \alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max} < 1, \quad (8.11)$$

причем для симметричных регуляторов:

$$\alpha_{\min} = 1 - \alpha_{\max}, \text{ а } \alpha_{\max} = \frac{\Delta K}{1 + \Delta K}. \quad (8.12)$$

Заметим, что частоты $f_{1н}, f_{2н}, f_{1в}, f_{2в}$ изменяются при изменении α , так как частоты нулей и полюсов передаточной функции для НЧ и ВЧ определяются соотношениями:

$$f_{он} = \frac{\alpha_n}{2\pi\tau_n}, f_{пн} = \frac{1 - \alpha_n}{2\pi\tau_n} \text{ и } f_{ов} = \frac{1}{2\pi\tau_v\alpha_v}, f_{пв} = \frac{1 - \alpha_v}{2\pi\tau_v}. \quad (8.13)$$

Соотношения (8.12, 8.13) при предельных значениях α позволяют определить граничные частоты регулировки тембра по НЧ и по ВЧ:

$$f_{1н} = \frac{\alpha_{н\max}}{2\pi\tau_n}, f_{2н} = \frac{\alpha_{н\min}}{2\pi\tau_n} \text{ и } f_{1в} = \frac{1}{2\pi\tau_v\alpha_{в\max}}, f_{2в} = \frac{1}{2\pi\tau_v\alpha_{в\min}}. \quad (8.14)$$

Пассивные регуляторы тембра работают как частотнозависимые делители напряжения. Они обладают большим собственным затуханием (не менее требуемой глубины регулировки тембра) [7, 17—20] и связанными с этим недостатками по ухудшению отношения сигнал/шум.

Активные регуляторы тембра обычно строятся по схеме инвертирующего каскада на ОУ [7, 17—20]. Такие регуляторы имеют существенные преимущества по сравнению с пассивными регуляторами тембра.

1) В нейтральном положении регуляторы имеют равномерную АЧХ во всей полосе частот *при затухании 0дБ* (коэффициент усиления $K_o = 1$), благодаря чему нелинейные искажения и вносимые регуляторами шумы снижаются (отношение *сигнал/шум* увеличивается, что и позволяет не учитывать его при оценках и расчетах отношения *сигнал/шум* для проектируемого устройства).

2) Регуляторы имеют *низкоомный выход*, что снижает частотные искажения регулятора на ВЧ за счет входной емкости следующего функционального модуля.

3) В активных регуляторах *возможно* (и целесообразно!) *применение более дешевых потенциометров* с линейной характеристикой регулирования.

4) Активные регуляторы *обеспечивают симметричность областей подъема и спада частотной характеристики* (при симметричной схеме).

Заметим, что в простейшем случае активный регулятор тембра может быть построен на одном транзисторе по схеме с общим эмиттером [7, 17]. Регуляторы тембра по НЧ и по ВЧ строятся по схемам инвертирующих каскадов на ОУ (с *RC*-делителями в цепях обратной связи), как обеспечивающих почти идеальную симметрию пределов регулирования [7].

Активный симметричный регулятор тембра по нижним частотам на основе инвертирующего каскада представлен на рис. 8.13.

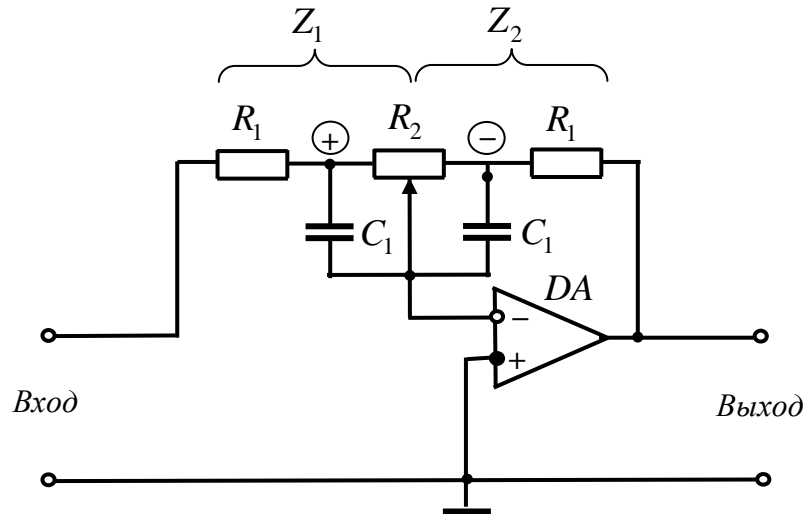


Рис. 8.13 — Схема активного регулятора тембра по НЧ

Анализ выражения для коэффициента передачи инвертирующего каскада

$$\dot{K}_{св} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (8.15)$$

позволяет найти пределы регулирования и частоты, определяющие пределы изменения диаграммы Бode такого регулятора (рис. 8.12):

$$\Delta K = \frac{R_1 + R_2}{R_1}; f_{1н} = \frac{1}{2\pi(R_1 \parallel R_2)C_1}, f_{2н} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}. \quad (8.16)$$

Схема активного симметричного регулятора тембра по верхним частотам на основе инвертирующего каскада представлена на рис. 8.14. Резисторы R_{uu} в ней ставятся для обеспечения пути протекания входного тока инвертирующего входа ОУ. Коэффициент передачи регулятора

$$\dot{K} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1 + j\omega C(R_1 + R_2)}{1 + j\omega C R_1} \times \frac{1 + j\omega C(R_1 + R_{uu})}{1 + j\omega C(R_1 + R_2 + R_{uu})}. \quad (8.17)$$

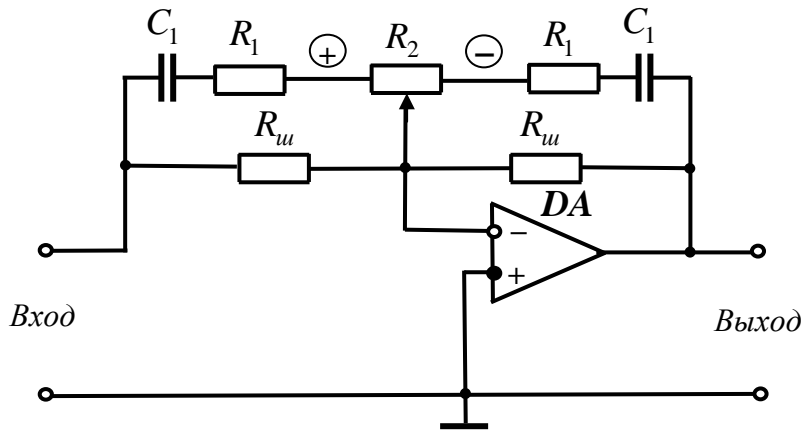


Рис. 8.14 — Схема активного регулятора тембра по ВЧ

Пределы изменения диаграммы Бode и характерные частоты такого регулятора (рис. 8.12) (при $R_{uu} \gg (R_1 + R_2)$) приближенно определяются равенствами:

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1}, \quad (8.18)$$

$$f_{1б} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1}, f_{2б} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (8.19)$$

Практически можно использовать только один из резисторов R_{uu} , подключенный между выходом и инвертирующим входом ОУ. Ошибка в определении пределов такого регулятора не превышает 5...10 % при $R_{uu} > (10...20) \times (R_1 + R_2)$.

Типовая схема активного симметричного регулятора тембра по нижним и верхним частотам на одном ОУ представлена на рис. 8.15 [7].

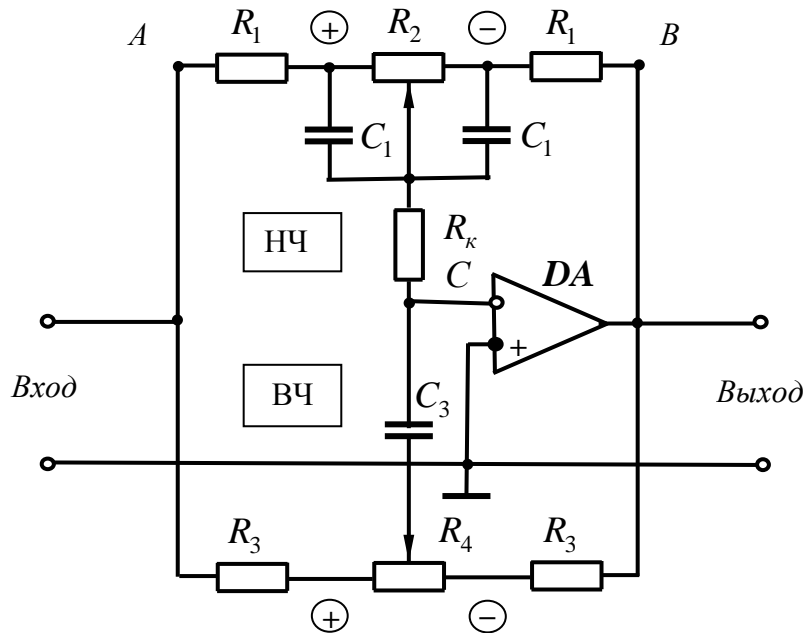


Рис. 8.15 — Схема симметричного активного регулятора тембра

При расчетах АЧХ на НЧ обычно пренебрегают сопротивлением развязки R_k , а в области частот $f < f_{2н}$ — и емкостью конденсатора C_1 . Таким образом, как и в случае, рассмотренном выше (рис. 8.13), пределы регулирования диаграммы Боде на НЧ можно определить по соотношениям (8.16).

Регулятор верхних частот (ВЧ). При расчете регулятора ВЧ нельзя пренебрегать влиянием низкочастотного регулятора, так как в этой области частот конденсаторы C_1 шунтируют сопротивление R_2 . Между точками A , B и C резисторы R_1 , R_1 и R_k соединены звездой (рис. 8.13). После пересчета звезды в треугольник рассчитывается коэффициент передачи. При условии, что $R_4 \gg (R_1 + R_3 + 2R_k)$, которое на практике почти всегда удовлетворяется, максимальные пределы регулирования, частоты $f_{1б}$, и $f_{2б}$ описываются приближенно выражениями [7]:

$$\Delta K = \frac{(R_3 + R_4)(R_1 + 2R_k + R_3)}{R_3(R_1 + 2R_k + R_3 + R_4)} \approx 1 + \frac{(R_1 + 2R_k)}{R_3},$$

$$f_{1в} \approx \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3 + 2R_k)C_3}, \quad f_{2в} \approx \frac{1}{2\pi R_3 C_3}.$$

При расчете элементов схемы задают максимальные пределы регулирования на НЧ и ВЧ (ΔK_n и ΔK_v) и сопротивление одного из резисторов, например R_2 . Затем по заданной нижней рабочей частоте $f_{2н}$ регулятора тембра рассчитываются C_1 и R_1 для регулятора НЧ. По выбранному R_k и по верхней рабочей частоте $f_{2в}$ рассчитывается R_3 , C_3 и R_4 для регулятора ВЧ.

Примечание. Заметим, что увеличение сопротивления резистора R_k в 3...5 раз, по сравнению с рекомендованным в [7] $R_k = R_1$, приводит к уменьшению ошибки расчета пределов регулирования АЧХ на ВЧ с **2...3 дБ** до **0,5...1 дБ**.

С одной стороны, для защиты выхода предыдущего функционального модуля от перегрузки величины сопротивлений резисторов R_1 и R_3 следует выбирать по возможности бóльшими (минимально допустимое сопротивление нагрузки ОУ обычно не менее **0,6...5 кОм**), так как R_1 определяет сопротивление нагрузки предыдущего функционального модуля канала звуковоспроизведения [17]. С другой стороны — в целях уменьшения шума сопротивления этих резисторов следует выбирать как можно мёньшими. Поскольку регуляторы тембра работают при высоких номинальных значениях напряжений сигналов (**0,5...1,0 В**) [17, 18] в большинстве практических случаев второе ограничение можно не учитывать (см. подразд. 6.5).

В случае, когда максимальные пределы регулирования тембра не превышают **20 дБ** ($\Delta K \leq 10$), *прикидочный приблизительный расчет* можно проводить по формулам:

$$R_1 = 0.11R_2 (\text{кОм}), \quad C_1 = \frac{159 \times 10^3}{f_{2н} \times R_2} (\text{нФ}), \quad R_k \geq (1...5)R_1 (\text{кОм}),$$

$$R_3 = 0.33R_1 (\text{кОм}), \quad C_3 \approx \frac{159 \times 10^3}{f_{2в} \times R_3} (\text{нФ}), \quad R_4 \geq 3.7R_2 (\text{кОм}),$$

где значения сопротивлений резисторов в **кОм**, а частот в **Гц**.

9 РЕГУЛЯТОРЫ УСИЛЕНИЯ. УСТАНОВКА НУЛЯ НА ВЫХОДЕ УСТРОЙСТВА

9.1 Регуляторы усиления

Регуляторы усиления в аналоговых устройствах используются для следующих целей:

- *регулировка уровня выходного сигнала* устройства при номинальном уровне входного сигнала (например, регуляторы громкости в устройствах звуковоспроизведения);
- *расширение динамического диапазона входных сигналов* при номинальном уровне выходного сигнала (например, расширение динамического диапазона входных сигналов в усилителе вертикального отклонения луча осциллографа);
- *регулировка уровня выходного сигнала и расширение динамического диапазона входных сигналов;*
- *подстройка разбросов коэффициентов усиления* устройств (подстроечные регулировки) за счет технологических разбросов параметров комплектующих (например, в измерительных усилителях с допусками на разброс коэффициентов усиления значительно меньшими, чем обеспечиваются допусками использованных в них комплектующих).

Регуляторы усиления по характеру регулировки усиления подразделяют на *плавные* и *ступенчатые*. В случае совместного использования плавных и ступенчатых регуляторов *дискрет регулировки ступенчатого регулятора выбирают равным диапазону регулировки плавного регулятора*. При этом обеспечивается непрерывность перекрытия всего заданного диапазона регулировки (плавного + ступенчатого).

Ступенчатые (дискретные) регуляторы обычно ставятся на входе устройства для расширения динамического диапазона входных сигналов, обрабатываемых аналоговым устройством. Их реализация и особенности достаточно подробно рассмотрены в литературе [1, 3, 7].

Примечание. Заметим, что современные дискретные регуляторы на основе цифроаналоговых преобразователей могут быть темой индивидуального задания на проектирование, т.к. затраты времени на их разработку

превышают нормативные, установленные учебным планом на курсовое проектирование.

Плавные регуляторы усиления ставятся либо на входе устройства (если к устройству не предъявляется жестких требований по уровню вносимых шумов), либо в одном из первых (первом или втором) каскадах устройства. При этом место их установки в схему должно обеспечивать отсутствие перегрузки следующих каскадов в процессе регулирования. Нельзя, например, поставить регулятор на выходе устройства, т.к. при этом от выходного каскада потребуется обеспечить уровень выходного сигнала, увеличенный в глубину регулировки усиления раз (по сравнению с номинальным).

Простейшие потенциометрические регуляторы и регуляторы на основе плавного изменения глубины обратной связи подробно рассмотрены в учебной литературе [1, 3, 7, 24]. Для расчета регуляторов на управляемых операционных усилителях можно воспользоваться справочником и пособием [7, 20]. Простейший плавный регулятор усиления может быть выполнен по схеме неинвертирующего каскада с регулируемой глубиной обратной связи (рис. 9.1). Входное сопротивление такого регулятора практически не зависит от положения движка регулятора $R1n$, т.к. оно определяется внешним сопротивлением, подключаемым к входу каскада. Принципиально важным в таком регуляторе является «заземление» движка переменного резистора. Оно обеспечивает нечувствительность выходного напряжения устройства к потенциалу руки оператора при регулировке усиления.

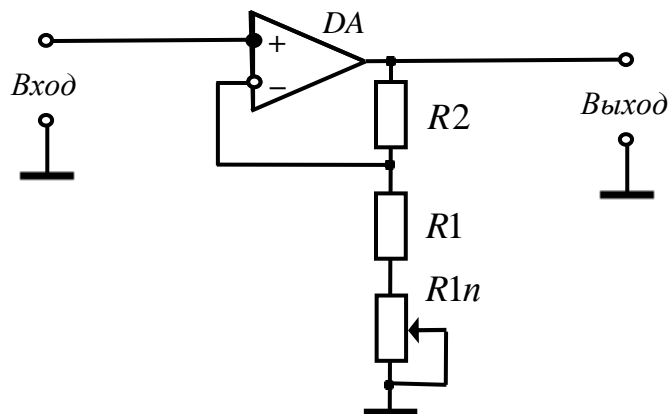


Рис. 9.1 — Схема плавного регулятора усиления на основе неинвертирующего каскада

Диапазон регулировки усиления этого регулятора $D_{рег}$ равен отношению максимального коэффициента усиления K_{oc} ($R1n = 0$) к минимальному $K_{oc\min}$ ($R1n = \max$):

$$D_{рег} = \frac{K_{oc}}{K_{oc\min}} = \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{1 + \frac{R2}{R1 + R1n}}. \quad (9.1)$$

Пределы регулировки АЧХ регулятора представлены на рис. 9.2.

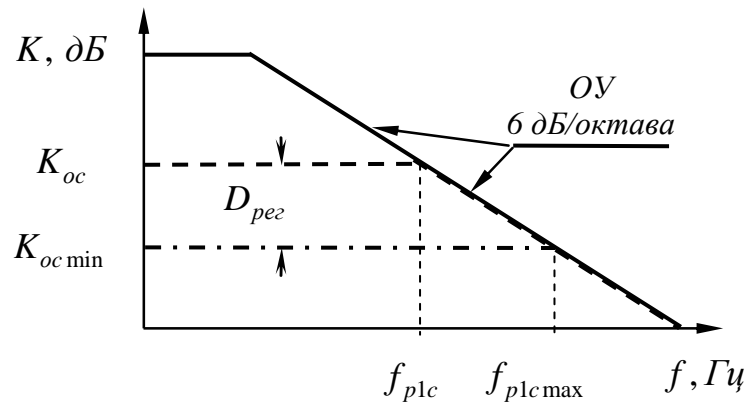


Рис. 9.2 — Диаграммы Бode регулятора усиления для крайних положений движка резистора $R1n$

9.2 Установка нуля на выходе устройства

Как было показано выше (подразд. 6.6), смещение нуля на выходе каскада приводит к сокращению используемого раствора выходного напряжения $ОУ$. Это, в свою очередь, приводит к снижению достижимой амплитуды выходного сигнала каскада и к повышению уровня вносимых $ОУ$ нелинейных искажений (подразд. 6.6). В малосигнальных каскадах (первых каскадах многокаскадной структуры) влияние смещения нуля на характеристики этих каскадов, как правило, незначительно.

В многокаскадных устройствах, выполненных по принципу усилителей постоянного тока, смещение нуля выходного напряжения первых каскадов усиливается последующими каскадами. Это может привести к полной потере работоспособности устройства, т.к. результирующее смещение нуля на выходе устройства (или его части) может быть соизмеримо с гарантируемой спра-

вочными характеристиками ОУ амплитудой выходного напряжения (и даже превышать ее). Такие каскады перейдут в режим отсечки сигнала и будут непригодны для функционирования в качестве аналоговых устройств. В этой связи всегда в устройствах с гальванической связью необходимо оценивать смещение нуля в каждом из каскадов (с учетом смещения нуля предшествующих) и особенно тщательно — в выходных каскадах. Если смещение нуля окажется значительным, существенно сокращающим линейный участок раствора (размаха) выходного сигнала ОУ, то необходимо принимать меры к устранению этого смещения. Таковыми мерами могут быть следующие.

- **Компенсация смещения нуля** в одном или в нескольких каскадах для средней из заданного диапазона рабочих температур среды. Она обычно может быть реализована рекомендованной в справочнике по ОУ схемой компенсации смещения нуля [8—10], (Приложение 3). Рекомендуемые схемы обеспечивают установку нуля на выходе при любой фиксированной температуре среды. В этом случае остается смещение нуля, обусловленное только температурной нестабильностью напряжения смещения, входного тока, тока сдвига ОУ. Эта составляющая сдвига нуля, как правило, на 1...2 порядка ниже суммарной для ОУ. Само собой разумеется, что включение таких корректоров (компенсаторов) нуля подстроечного типа (настраиваемых только при настройке устройства после его изготовления или ремонта) должно отражаться на принципиальной электрической схеме устройства.

- Если даже уменьшенное таким образом смещение нуля на выходе оказывается неприемлемым для обеспечения требуемых параметров функционирования устройства, то используется **включение в тракт аналогового устройства дополнительных регулировок** (в т.ч. для *периодической подстройки нуля* в процессе эксплуатации: подстройка после прогрева аппаратуры, изменения температуры среды и т.д.). Следует помнить, что такие регулировки существенно усложняют работу с устройством, т.к. требуют периодической проверки и подстройки нуля на выходе устройства. Возможным вариантом схемной реализации такой подстройки напряжения нуля на выходе может быть использование компенсатора на основе инвертирующего каскада, выполненного по схеме рис. 9.3. Достоинством такого компенсатора

является независимость его входного сопротивления и коэффициента передачи от цепи регулировки смещения нуля $R3—R_n—R3$. Первое обусловлено тем, что входное сопротивление каскада определяется сопротивлением $R1$, а второе — тем, что коэффициент обратной связи зависит только от сопротивлений $R1$ и $R2$.

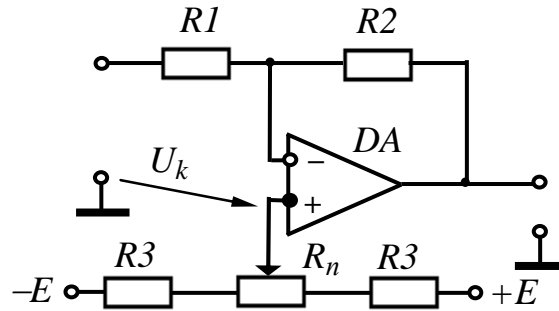


Рис. 9.3 — Схема компенсатора смещения нуля

Напряжения смещения нуля предшествующих и последующих каскадов к инвертирующему входу компенсатора суммируются с собственным смещением нуля компенсатора $U_{см0вхk}$:

$$U_{см0вх\Sigma} = \sum_{i=1}^{k-1} \left\langle \prod_{j=i}^{k-1} K_j(f=0) \right\rangle \cdot U_{см0вхи} + U_{см0вхk} + \sum_{i=k+1}^n \left(\frac{U_{см0вхи}}{\prod_{j=1}^{n-1} K_{j-1}(f=0)} \right). \quad (9.2)$$

Для компенсации этого напряжения такое же напряжение подается на неинвертирующий вход $U_k = U_{см0вх\Sigma}$. Величины сопротивлений резисторов $R3$ выбираются из расчета, что ток делителя $R3—R_n—R3$ составляет $(0,1...0,2)I_{OУ}$, где $I_{OУ}$ — потребляемый ток питания ОУ. При условии, что напряжение питания ОУ $|\pm E| \gg U_k$, получаем:

$$R3 = \frac{E}{(0,1...0,2)I_{OУ}}; \quad R_n = \frac{2U_k}{(0,1...0,2)I_{OУ}} + 2 \frac{\delta R}{R}.$$

Резисторы $R3$ выбираются повышенной точности. Резистор R_n выбирается по номиналу, превышающему минимальное рас-

четное значение $\frac{2U_k}{(0,1\dots 0,2)I_{OY}}$ / на удвоенный допуск $2\frac{\delta R}{R}R3$ с

целью компенсации разбросов сопротивлений резисторов $R3$ относительно номинального значения.

Примечание. Заметим, что эта же схема может использоваться и для целенаправленного сдвига нулевого уровня, например для регулировки «смещения по вертикали» в усилителе постоянного тока канала вертикального отклонения луча осциллографа.

• **Использование 100-процентной отрицательной ОС** по напряжению в первом каскаде (рис. 9.4) может быть использовано для резкого снижения смещения нуля на выходе многокаскадного УПТ, **если допускаются линейные искажения на нижних частотах** (для усилителей импульсных сигналов — искажения плоской вершины импульса в области больших времен).

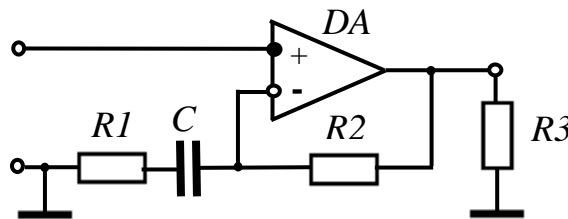


Рис. 9.4 — Схема неинвертирующего каскада на ОУ со 100-процентной отрицательной обратной связью по постоянному напряжению

Для этого каскада коэффициент передачи на нулевой частоте $K(f=0) \equiv 1$ и напряжение сдвига нуля, приведенное ко входу, повторяется (не усиливается) на выходе. В результате самое большое из слагаемых напряжения смещения нуля на выходе многокаскадного усилителя может быть резко уменьшено. Нормированный коэффициент передачи такого каскада на нижних частотах

$$\dot{Y}_H = \frac{K_{CH}}{K_{CO}} = \frac{1 + j\omega\tau}{K_{CO} + j\omega\tau}, \quad (9.3)$$

где $\tau = C(R1 + R2)$ — постоянная времени блокировочного конденсатора C ,

$K_{co} = 1 + \frac{R2}{R1}$ — коэффициент усиления.

Выражение (9.3) позволяет определить уравнения АЧХ, ФЧХ, коэффициента частотных искажений на нижних частотах для усилителей гармонических сигналов:

$$Y_n = \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau)^2}{(K_{co})^2 + (\omega\tau)^2}}, \quad \varphi_n = \arctg \omega\tau - \arctg \frac{\omega\tau}{K_{co}},$$

$$M_n = \sqrt{\frac{(K_{co})^2 + (\omega\tau)^2}{1 + (\omega\tau)^2}}. \quad (9.4)$$

По допустимому коэффициенту частотных искажений на нижней рабочей частоте $M_{нд}$ выражение (9.4) позволяет рассчитать требуемую величину емкости блокировочного конденсатора

$$C \geq \frac{1}{2\pi f_n (R1 + R2)} \cdot \sqrt{\frac{(K_{co})^2 - M_{нд}^2}{M_{нд}^2 - 1}} \approx \frac{1}{2\pi f_n R1 \sqrt{M_{нд}^2 - 1}}. \quad (9.5)$$

Для усилителей импульсных сигналов соотношение (9.3) определяет переходную характеристику каскада в области больших времен [21] и спад плоской вершины импульса (в линейном приближении разложения экспоненты в ряд Маклорена) —

$$\Delta \approx \frac{t_u}{C \cdot R1}, \quad (9.6)$$

где t_u — длительность прямоугольного импульса. По допустимому спаду плоской вершины импульса при заданной длительности импульса это позволяет рассчитать требуемую величину емкости блокировочного конденсатора.

Подобная схема может быть использована и в каскаде с симметричным входом и симметричным выходом (рис. 7.2). В нем конденсатор C включается последовательно с $R1$. При этом соотношения (9.3—9.6) остаются неизменными, если заменить

постоянную времени на $\tau = C \left(\frac{R1}{2} + R2 \right)$, а коэффициент усиления

на $K_{co} = 1 + \frac{2R2}{R1}$.

Такие варианты схем используют иногда в первых каскадах многокаскадных усилителей для снижения влияния фликкер-шума ОУ (на частотах ниже нижней граничной частоты проектируемого устройства) на ухудшение отношения *сигнал/шум* [7].

Существенным недостатком схем со 100-процентной ООС по напряжению является большая величина емкости конденсатора C . Это обусловлено тем, что для снижения уровня шумов, вносимых каскадом за счет спектральной плотности входного шумового тока ОУ и собственных шумов резистора $R1$, необходимо использовать относительно малые номиналы сопротивлений $R1$ (9.5, 9.6).

• ***Если в усилителе допускаются линейные искажения на нижних частотах*** (для усилителей импульсных сигналов — искажения плоской вершины импульса в области больших времен), то обеспечение допустимого смещения нуля существенно упрощается. Применением разделительных конденсаторов оно может быть сведено в пределе к обеспечению смещения нуля выходных каскадов многокаскадного усилителя. Модели и соотношения для расчета емкостей таких конденсаторов по заданным линейным искажениям можно найти в любом учебнике или пособии по аналоговой схемотехнике.

10 РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ УСТРОЙСТВА

10.1 Многокаскадные усилители

10.1.1 Определение числа каскадов и составление структурной схемы

По заданным номинальным напряжениям сигнала на входе $u_{вх}$ и выходе $u_{вых}$ усилителя определяется требуемый коэффициент усиления

$$K_{о\Sigma} = u_{вых}/u_{вх}.$$

Примечание. Если входное и выходное напряжения заданы в неявной форме (например, через параметры датчиков или индикаторов, определяющие требуемые уровни входного и выходного сигналов), то прежде следует найти $u_{вх}$ и $u_{вых}$.

Этот коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления каскадов

$$K_{о\Sigma} = \prod_{j=1}^n K_{oj},$$

где K_{oj} — коэффициент усиления i -го каскада.

Чем больше K_{oj} , тем меньшее число каскадов потребуется для обеспечения $K_{о\Sigma}$. Однако при этом для каждого из каскадов потребуется ОУ с большей частотой единичного усиления f_1^* (разд. б), цена которого в первом приближении пропорциональна f_1^* . Это — с одной стороны. А с другой — при высоких коэффициентах усиления каскадов (более 100...200 на каскад) возникают проблемы снижения глубины паразитных обратных связей выхода и входа каскадов. Они возникают в основном за счет резистивных и емкостных связей (например, за счет паразитных связей через общий источник питания в многокаскадном усилителе, за счет паразитной емкости между входом и выходом каскада и др.). Необходимость минимизации этих связей (для устранения влияния их на устойчивость и линейные искажения) приводит к усложнению конструктивной реализации усилителя, к повыше-

нию стоимости его изготовления. Поэтому рекомендуется выбирать число каскадов, ориентируясь на данные таблицы 10.1.

Таблица 10.1 — Эскизное определение числа каскадов

Коэффициент усиления $K_{o\Sigma}$	Число каскадов n
$\leq 10 \dots 200$	1
$200 \dots 500$	2
≥ 1000	3
≥ 10000	4

При ориентировочном определении числа каскадов (с точностью до одного) можно полагать, что каждый из каскадов обеспечит $K_{oj} = 10 \dots 20$ (или **20 ... 26 дБ**):

$$n \geq \frac{20 \lg K_{o\Sigma}}{20} = \lg K_{o\Sigma}. \quad (10.1)$$

Примечание

Далее в процессе расчетов число каскадов уточняется:

- оно может быть увеличено, например, из-за выявленной необходимости включения в состав усилителя повторителя или необходимости обеспечения переключения полярности выходного сигнала в импульсном усилителе за счет включения отключаемого инвертирующего повторителя;
- оно может быть уменьшено за счет того, что в качестве выходного каскада использован фазоинвертор на паре ОУ, имеющий вдвое больший коэффициент усиления по сравнению с инвертирующим каскадом (подразд. 7.1) и т.д.

После определения числа каскадов анализируются особенности требований технического задания (ТЗ) и уточняется структурная схема усилителя.

Пример

ТЗ предусмотрены *следующие особенности* проектируемого усилителя.

А) *Плавная и ступенчатая регулировки усиления.* Тогда, в соответствии с подразделом 9.1, ориентировочно выбираются места включения каждого из регуляторов (обычно ступенчатый на входе усилителя, плавный в первом или во втором каскаде для того, чтобы следующие каскады не перегружались при максимальном входном сигнале). Производится выбор и обоснование схем и мест включения регуляторов.

Б) *Симметричный выход усилителя.* Для его обеспечения можно, например, использовать в качестве выходного каскада фазоинвертор (подразд.6.1). При этом следует учесть, что коэффициент передачи этого каскада равен сумме коэффициентов передачи составляющих его плеч. Это приведет к уточнению ранее определенных коэффициентов передачи каждого из каскадов (или одного из каскадов).

В) *Низкоомный вход усилителя для согласования с волновым сопротивлением подводящего кабеля.* Для его обеспечения потребуется особое схемное решение первого каскада и ступенчатого регулятора.

Г) *Симметричный вход усилителя и ослабление синфазной помехи.* В этом случае необходимо использовать либо трансформаторный вход, либо одну из схем резистивных каскадов с симметричным входом (например, схему, описанную в подразд. 7.2) и т.д.

После учета особенностей усилителя (*оговоренных ТЗ и (или) сформулированных автором проекта самостоятельно*) уточняется структурная схема усилителя, уточняются требования к каждому из ее блоков (функциональных модулей или субмодулей) по всем основным параметрам функционирования.

10.1.2 Распределение линейных искажений по каскадам

Для многокаскадного усилителя гармонических сигналов в первую очередь распределяется по n каскадам заданный коэффициент частотных искажений в области верхних частот $M_{\epsilon}, \text{дБ}$. Это обусловлено тем, что коэффициент усиления каскада и уровень вносимых им линейных искажений определяют выбор типа ОУ.

$$M_{\epsilon, \text{дБ}} = \sum_{i=1}^n M_{\epsilon j}, \text{дБ}, \quad (10.2)$$

где $M_{\epsilon j}, \text{дБ}$ — коэффициент частотных искажений j -го каскада, дБ .

Предварительно распределить искажения можно равномерно.

$$M_{\epsilon j, \text{дБ}} = M_{\epsilon, \text{дБ}} / n.$$

Примечание. При расчете n заменяют $(n+1)$ в случае необходимости учета влияния входной цепи. Если ее влияние несущественно, то верхний предел суммы принимается равным числу каскадов n .

В последующем электрический расчет может показать целесообразность перераспределения искажений между каскадами (в том числе неравномерное распределение частотных искажений

по каскадам, например для унификации типов ОУ в разных каскадах усилителя или для унификации используемых номиналов сопротивлений резисторов и т.д.).

Примечание

Заданные частотные искажения в области нижних частот распределяются по цепям и каскадам после предварительного электрического расчета, который определит необходимость и места включения разделительных и блокировочных конденсаторов.

После распределения линейных искажений в области верхних частот для каждого из каскадов определены:

- номинальная амплитуда выходного сигнала;
- допустимая величина $M_{\epsilon j}$ на заданной верхней частоте рабочего диапазона частот;
- требуемый коэффициент усиления K_{oj} .

Эти параметры позволяют приступить к выбору типа ОУ.

Для многокаскадного усилителя импульсных сигналов (ИУ) все изложенное выше тоже справедливо. Исключение составляет распределение линейных искажений импульсного сигнала в области малых времен.

Для n -каскадного ИУ (раздел 5), каскады которого имеют монотонные переходные характеристики, результирующее время установления $t_{y\Sigma}$ равно:

$$t_{y\Sigma} = \sqrt{\sum_{j=1}^n t_{yj}^2}, \quad (10.3)$$

где t_{yj} — время установления для j -го каскада.

Примечания

Результирующее время установления в ТЗ может быть задано косвенно через длительность фронта входного сигнала $t_{yвх}$ и длительность фронта выходного сигнала $t_{yвых}$. Тогда $t_{y\Sigma} = \sqrt{t_{yвых}^2 - t_{yвх}^2}$.

При расчете n заменяют $(n+1)$ в случае необходимости учета влияния входной цепи. Если ее влияние несущественно, то верхний предел суммы принимается равным числу каскадов n .

При равномерном распределении заданного времени установления по каскадам усилителя время установления одного каскада —

$$t_{ук} = t_{yj} = \frac{t_{y\Sigma}}{\sqrt{n}}.$$

После распределения линейных искажений в области малых времен для каждого из каскадов определены:

- номинальная амплитуда выходного сигнала;
- допустимое время установления t_{yj} ;
- требуемый коэффициент усиления K_{oj} .

Эти параметры позволяют приступить к выбору типа ОУ.

10.1.3 Выбор операционного усилителя

Для усилителей гармонических сигналов операционные усилители выбираются по трем основным параметрам (рис. 10.1), которые приводятся в справочных данных (Приложение 3), [8—10].

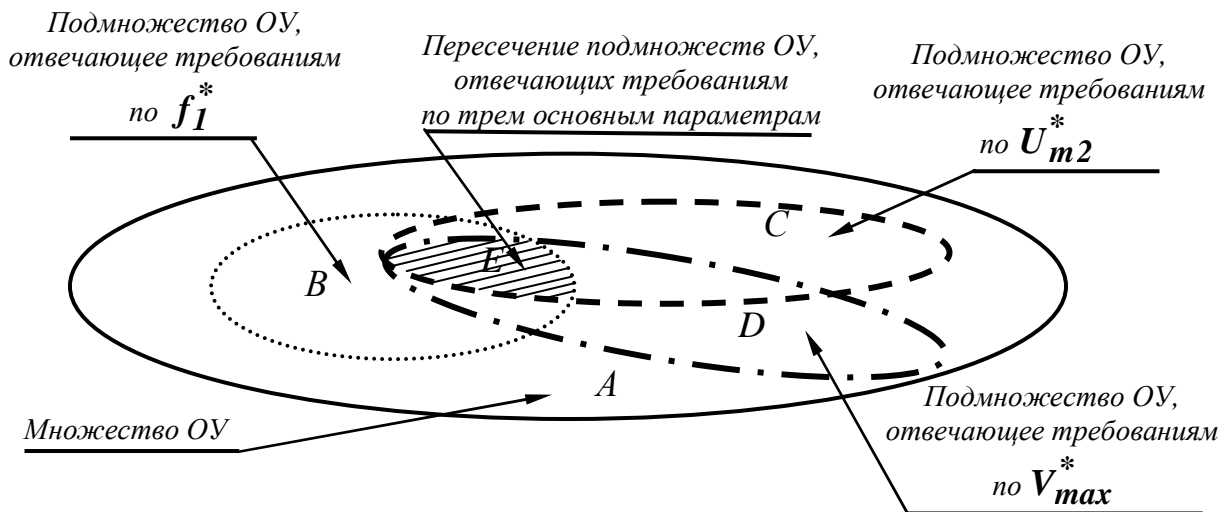


Рис. 10.1 — Выбор операционного усилителя

1) **Частота единичного усиления** — $f_1^* \equiv f_u^*$ (здесь, как и ранее, звездочкой $*$ отмечаются справочные параметры ОУ, f_u^* — обозначение, принятое для зарубежных ОУ). Это частота, на которой модуль коэффициента передачи ОУ становится равным 1 (на более высоких частотах ОУ не усиливает напряжение). Частота f_1^* является мерой усилительной способности ОУ. Для ОУ с внутренней коррекцией АЧХ частота f_1^* по смыслу аналогична

площади усиления каскада на полевом транзисторе (подразд. 6.2). Для ОУ без внутренней коррекции (со вторым полюсом диаграммы Боде в полосе частот до частоты единичного усиления) — f_1^* аналогична граничной частоте усиления по току базы в схеме с ОЭ — f_t биполярного транзистора (подразд. 6.3).

При коэффициенте частотных искажений $M_{\epsilon j}$ на заданной верхней рабочей частоте усилителя f_{ϵ} для обеспечения коэффициента усиления j -го каскада K_{oj} выбираемый ОУ с внутренней коррекцией АЧХ (подразд. 6.2) должен иметь

$$f_{1j}^* \geq K_{oj} \cdot f_{\epsilon \text{ треб } j0,7}, \quad (10.4)$$

где $f_{\epsilon \text{ треб } j0,7} = \frac{f_{\epsilon}}{\sqrt{M_{\epsilon j}^2 - 1}}$ — требуемая граничная частота j -го каскада.

2) **Максимальная амплитуда выходного напряжения ОУ** $U_{m+} \approx U_{m-} \approx U_{m2}^*(0)$ (п. 6.1.2) характеризует низкочастотное значение максимально-достижимой амплитуды гармонического сигнала (рис. 10.2).

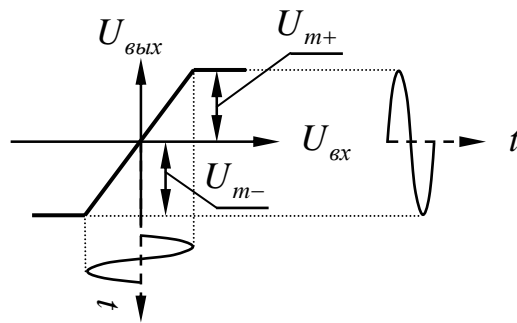


Рис. 10.2 — Максимальная амплитуда напряжения низкочастотного выходного гармонического сигнала ОУ

$U_{m2}^*(0)$ определяется напряжением питания ОУ — $\pm E_{пит}^*$ и остаточным напряжением на выходном электроде транзистора выходного каскада (повторителя). Обычно она определяется справочными данными ОУ и лежит в пределах $U_{\max}^* \approx (0,8 \dots 0,9) E_{пит}^*$.

Для обеспечения заданной амплитуды выходного напряжения U_{m2j} j -го каскада выбираемый для него ОУ (подразд. 6.2) должен иметь $U_{m2j}^*(0) \geq U_{m2j}$.

3) Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ — V_{\max}^* — определяется при подаче на его вход перепада (скачка) напряжения, перекрывающего весь раствор линейного участка зависимости $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ (рис. 10.2, п. 6.1.2). V_{\max}^* характеризуется касательной в точке перегиба выходного напряжения реального инерционного ОУ (рис. 10.3). Идеальный ОУ имеет бесконечно большую скорость нарастания выходного напряжения — $V_{\max} \rightarrow \infty$ (пунктирная линия на рис. 10.3). Реальный ОУ (за счет инерционных свойств транзисторов ОУ) не может моментально отреагировать на скачок напряжения на входе (сплошная кривая на рис. 10.3). Максимальный угол наклона касательной характеризует быстродействие ОУ (для идеального ОУ угол наклона касательной 90°), V_{\max}^* определяет быстродействие ОУ, т.е. максимально-достижимую амплитуду выходного напряжения **высокочастотного сигнала** на заданной верхней граничной частоте f_ε — $U_{m2}^*(f_\varepsilon)$.

$$U_{\text{вых}} = U_{m2} \sin \omega_\varepsilon t.$$

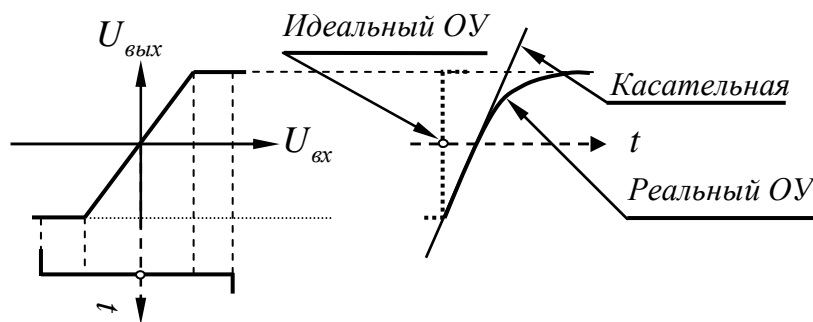


Рис. 10.3 — Определение V_{\max}^*

Скорость изменения этого напряжения в j -ом каскаде

$$V_{uj} = \frac{dU_{\text{вых}j}}{dt} = 2\pi f U_{m2j} \cdot \cos \omega_\varepsilon t.$$

Максимальное значение V_{ij} принимает при переходе выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ через нулевое значение (при $t = 0$) — $V_{i \max j} = 2\pi f U_{m2j}$.

Для обеспечения требуемой амплитуды выходного напряжения U_{m2j} j -го каскада на верхней граничной частоте каскада $f_{\text{в треб } j 0,7}$ в линейном режиме работы выбираемый ОУ с (подразд. 6.2) должен иметь

$$V_{\max j}^* \geq 2\pi f_{\text{в треб } j 0,7} \cdot U_{m2j} = 2\pi \frac{f_{\text{в}}}{\sqrt{M_{\text{в}j}^2 - 1}} U_{m2j}. \quad (10.5)$$

4) Кроме перечисленных выше параметров, при выборе ОУ следует принимать во внимание особенности требований к параметрам ОУ, налагаемые необходимостью реализации особых требований ТЗ. К ним относятся: шумовые параметры, если задано отношение *сигнал/шум* или по назначению рассматриваемый каскад усилителя должен обеспечивать повышенную чувствительность и определять отношение *сигнал/шум* проектируемого устройства; напряжение смещения, входной ток, ток сдвига (разность входных токов), если рассчитываемый каскад будет определять напряжение сдвига нуля на выходе всего усилителя, ограничивать достижимую амплитуду его выходного напряжения усилителя и существенно влиять на коэффициент гармоник усилителя (пп. 6.2.1, 6.2.2); коэффициент ослабления синфазной помехи; допустимый рабочий диапазон температур и т.д.

Примечания

1. При выборе ОУ по любому из параметров не рекомендуется брать запас более 3—5 раз, если это не обусловлено особыми соображениями, связанными с реализацией требований ТЗ или унификацией комплектующих разрабатываемого устройства.

2. При выборе ОУ следует внимательно ознакомиться с вводящей частью используемого справочника, в которой даются аббревиатуры, условные обозначения характеристик, термины и определения, принятые в этом справочнике. Кроме того, в справочных данных ОУ ряд характеристик может быть задан косвенно (например: диаграмма Боде, вместо частоты единичного усиления; размах выходного напряжения, вместо его максимальной амплитуды; графические зависимости спектральной плотности входного шумового напряжения, вместо спектральной плотности белого шума и частоты сопряжения белого и фликкер-шума и др.)

3. Для предотвращения перегрузки при максимальном входном сигнале производится расчет уровней максимальных напряжений сигналов в каждом из каскадов. Эти уровни сравниваются с максимальным напряжением, обеспечиваемым выбранным ОУ в заданном диапазоне рабочих частот. На этой основе может уточняться выбор схемы и место включения регуляторов усиления.

Для усилителей импульсных сигналов операционные усилители выбираются (6.37, 6.38) по тем же трем основным параметрам (рис. 10.1), что и в усилителях гармонических сигналов (подразд. 6.2), т.е. для i -го каскада:

$$f_{1i}^* \geq K_{oi} \cdot f_{vi0,7} = K_{oi} \cdot \frac{0,35}{t_{yi}},$$

$$U_{m2}^*(0) \geq U_{имп \max 2 i},$$

$$V_{\max}^* \geq \frac{2,2}{t_{yi}} U_{имп \max 2 i}. \quad (10.6)$$

Кроме этих параметров, при выборе ОУ следует учитывать, как и в каскаде усилителя гармонических сигналов, особенности требований к параметрам ОУ, налагаемые необходимостью реализации особых требований ТЗ.

10.2 Другие устройства и функциональные модули с равномерными АЧХ

Выбор и обоснование структурной схемы устройств и функциональных модулей. На основе анализа требований ТЗ определяется группа сложности аппаратуры, для которой могут быть использованы разрабатываемые устройства, содержащие сумматоры, повторители, фильтры (в т.ч. фазовые) и др. Например, для устройств звуковоспроизведения это делается путем сопоставления требований ТЗ с типовыми требованиями к модулям аппаратуры разных групп сложности [17—19].

Распределение допусков на параметры функционирования. По группе сложности разрабатываемого устройства [17, 19] могут быть определены дополнительные требования к идентичности характеристик и допускам на параметры функционирования. Затем анализируются типовые решения таких устройств и

модулей. На основе этого анализа выбирается структурная схема и производится распределение допусков на параметры функционирования по модулям, субмодулям (каскадам) разрабатываемого устройства. В ТЗ полностью или частично могут быть заданы состав и требования к основным параметрам функционирования. Задание параметров может быть как непосредственным, так и опосредованным (например, указанием группы сложности аппаратуры).

Выбор операционного усилителя для схемотехнической реализации каждого субмодуля производится по тем же основным критериям, что и для усилителей с равномерными АЧХ (подразд. 10.1).

Требования к максимальной амплитуде U_{\max}^ и скорости нарастания выходного напряжения ОУ V_{\max}^** аналогичны изложенным выше для усилителей с равномерными АЧХ. Исключение составляют сумматоры, для которых расчетная амплитуда выходного напряжения U_{m2i} заменяется суммой амплитуд суммируемых сигналов на выходе (7.3).

*Требования к частоте единичного усиления ОУ f_1^** определяются на основе обеспечения заданных (или определенных на основе анализа) допусков на АЧХ.

Согласно (8.5, 8.5а) для устройств с равномерными АЧХ относительная нестабильность модуля коэффициента передачи определяется выражением:

$$\left| \frac{d\dot{K}_c}{\dot{K}_c} \right| \approx \left| \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} + \frac{1}{\dot{\beta}\dot{K}} \right| \leq 2 \cdot \left| \frac{\delta R}{R} \right| + \left| \frac{1}{\dot{A}} \right|.$$

Из этого выражения следует, что допуск на неравномерность АЧХ распределяется на две составляющие:

- первая определяется допусками на отклонения от номинальных значений сопротивлений резисторов цепи обратной связи

$$\left| \frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}} \right| \leq 2 \cdot \left| \frac{\delta R}{R} \right|,$$

- вторая — глубиной обратной связи $\left| \frac{1}{\dot{A}} \right|$.

Если на рассчитываемый модуль отведен допуск $|\frac{\delta K_{oi}}{K_{oi}}|$, то часть его $|\frac{1}{\dot{A}}|$ следует отнести на неидеальность ОУ:

$$|\frac{1}{\dot{A}}| = |\frac{\delta K_{oi}}{K_{oi}}| - |\frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}}|. \quad (10.7)$$

По глубине ОС на верхней частоте $|\dot{A}_{\dot{\beta}i}|$, коэффициенту передачи $|\dot{K}_{\dot{\beta}i}|$ и верхней частоте $f_{\dot{\beta}}$ заданного диапазона частот определяется требуемая частота единичного усиления ОУ (рис. 10.4):

$$f_1 \geq |\dot{K}_{\dot{\beta}i}| \cdot |\dot{A}_{\dot{\beta}i}| \cdot f_{\dot{\beta}}. \quad (10.8)$$

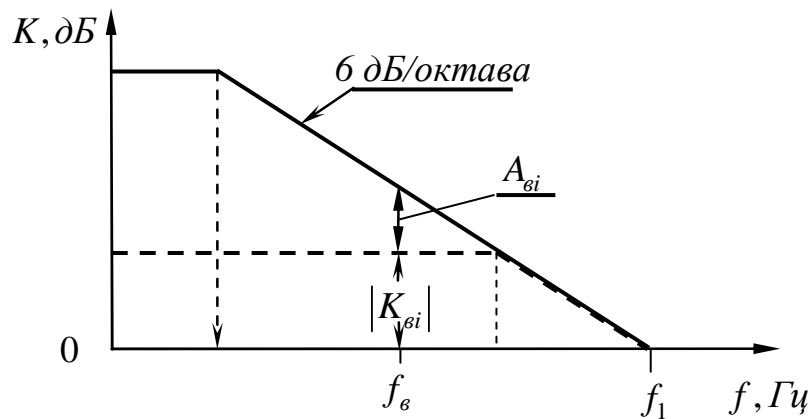


Рис. 10.4 — Определение частоты единичного усиления ОУ для модуля с равномерной АЧХ

Пример

Пусть задан в ТЗ (или определен в процессе распределения допусков) допуск $\Delta K = \pm 1$ дБ на отклонение коэффициента передачи фазового фильтра от номинального значения $K = 0$ дБ, т.е. относительная нестабильность допускается

$$\frac{\delta K}{K} = 10^{\frac{(K \pm \Delta K), \text{дБ}}{20}} - 10^{\frac{K \text{ дБ}}{20}} = 10^{\frac{(0 \pm 1)}{20}} - 10^{\frac{0}{20}} = \pm 0,122.$$

Этот допуск должен быть обеспечен в полосе рабочих частот до 20 кГц. Это значит, что $|\frac{\delta K_{oi}}{K_{oi}}| \approx 12,2\%$. Приняв решение об использова-

нии недорогих резисторов с допусками $\frac{\delta R}{R} = \pm 5\%$, получим, что

$|\frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}}| \leq 2|\frac{\delta R}{R}| = 10\%$. В этом случае на неидеальность ОУ остается допуск

$|\frac{1}{\dot{A}}| \geq \frac{\delta K}{K} - 2\frac{\delta R}{R} = 12,2 - 10 = 2,2\%$. Глубина ОС на заданной верхней час-

тоте рабочего диапазона $f_g = 20 \text{ кГц}$ при этом должна быть не менее

$|\dot{A}| = \frac{1}{0,022} = 45,5$, а требуемая частота единичного усиления ОУ

$$f_1 \geq |\dot{K}_{ei}| \cdot |\dot{A}_{ei}| \cdot f_g = 1 \cdot 45,5 \cdot 20000 = 0,91 \text{ МГц}.$$

10.3 Устройства и модули с неравномерными АЧХ

Выбор и обоснование структурной схемы, распределение допусков, выбор операционного усилителя для устройств и модулей с неравномерными АЧХ (корректоров, физиологических регуляторов громкости, регуляторов тембра, формирователей пространственной звуковой картины и др.) аналогичен рассмотренным выше процедурам (подразд. 10.2). Разница лишь в том, что допуски на точность реализации их характеристик, как правило, определяются точностью реализации частот нулей и полюсов

диаграммы Боде, т.е. $|\frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}}|$ определяется не только допусками на

отклонения от номинальных сопротивлений резисторов, но и допусками на отклонения от номинальных емкостей конденсаторов

$$|\frac{d\dot{\beta}}{\dot{\beta}}| \leq \sqrt{\left(2|\frac{\delta R}{R}|\right)^2 + \left(|\frac{\delta C}{C}|\right)^2}.$$

11 ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И УТОЧНЕНИЕ СХЕМЫ УСТРОЙСТВА

11.1 Расчет сопротивлений резисторов. Выбор номиналов

Расчет сопротивлений резисторов для усилительных каскадов обычно начинают с выходного каскада. Его *производят на основе соотношений, определяющих коэффициенты усиления на средних частотах* (для других модулей — на основе требований к модулям коэффициентов передачи на равномерных участках — «полках» диаграммы Бode). *Одного этого соотношения недостаточно* для определения значений сопротивлений резисторов, т.к. коэффициент усиления в устройствах с глубокой ОС (или коэффициенты ОС) *определяет отношения сопротивлений резисторов*, а не их номиналы. *Второе уравнение*, связывающее сопротивления *резисторов рассчитываемой схемы*, можно получить, используя справочное значение минимально-допустимого сопротивления нагрузки ОУ — $R_{H\min}^*$. Это сопротивление определяет минимальное значение сопротивления нагрузки ОУ, при котором гарантируются справочные данные ОУ (максимально достижимое значение низкочастотной амплитуды выходного напряжения U_{\max}^* , максимальная скорость нарастания выходного напряжения V_{\max}^* и др.).

Совместное решение такой системы двух уравнений с двумя неизвестными дает минимально допустимые значения сопротивлений R_1 и R_2 , т.е. их значения, ограниченные «снизу» минимально-допустимым значением сопротивления нагрузки выбранного ОУ.

Пример

Для инвертирующего каскада (рис. 6.8) коэффициент усиления (6.43) определяет только отношение сопротивлений резисторов:

$$K_{осв} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (11.1)$$

Очевидно, что *одно уравнение* (11.1) не может дать решение для определения сопротивлений двух резисторов.

Второе уравнение, связывающее сопротивления $R1$ и $R2$, можно получить, используя справочное значение минимально-допустимого сопротивления нагрузки ОУ — $R_{н\min}^*$. Сопротивление нагрузки каскада по переменному току $R_{н\sim}$, нагружающее ОУ, для обеспечения U_{\max}^* должно быть не менее $R_{н\min}^*$, т.е.

$$R_{н\sim} \geq R_{н\min}^* \quad (11.2)$$

Сопротивление $R_{н\sim}$ для инвертирующего и неинвертирующего каскадов (рис. 6.6, 6.8) определяется сопротивлением всех параллельных цепей, нагружающих выход ОУ каскада. Сопротивление внешней нагрузки $R3$ обычно задано для окончного (выходного) каскада устройства. Для других каскадов оно определяется входным сопротивлением следующего каскада (модуля). По умолчанию для функциональных модулей трактов высококачественного звуковоспроизведения сопротивление внешней нагрузки принимается равным **100 кОм** [17—20].

Совместное решение системы уравнений (11.1, 11.2)

$$\left. \begin{aligned} K_{осв} &= \frac{R2}{R1}, \\ R_{н\sim} &= R1 \parallel R2 \parallel R3 \geq R_{н\min}^* \end{aligned} \right\} \quad (11.3)$$

дает минимально допустимые значения сопротивлений $R1$ и $R2$, т.е. их значения **ограничены «снизу»** минимально-допустимым значением сопротивления нагрузки выбранного ОУ $R_{н\min}^*$.

Кроме $R_{н\min}^*$, ограничение «снизу» сопротивлений $R1$ и $R2$ для инвертирующего каскада может определяться минимально-допустимым входным сопротивлением каскада $R1 \geq R_{ex}$. В этом случае $R2 = K_{осв} \cdot R1$. Сопротивление R_{ex} может быть задано ТЗ, если каскад является входным, или определяться минимально допустимым сопротивлением нагрузки ОУ предыдущего каскада. В последнем случае $R_{ex} \geq (2...5)R_{н\min}^*$, где $R_{н\min}^*$ — минимально-допустимое сопротивление нагрузки ОУ предыдущего каскада. Такое R_{ex} дает возможность обеспечить $R_{н\min}^*$ для ОУ предыдущего каскада с учетом сопротивлений делителя в его цепи ОС. Так ограничивают «снизу» сопротивления и для других модулей (каскадов), построенных на основе инвертирующего каскада (например, величину сопротивления $R1$ в схеме регулятора тембра, выполненного по схеме рис. 8.13).

Ограничение «сверху» сопротивлений делителя в цепи ОС обычно **связывают с допустимым увеличением собственных шумов** каскада. В первую очередь это увеличение связано с составляющей спектральной плотности входного напряжения шума за

счет спектральной плотности входного шумового тока \bar{i}_n ОУ (разд. 6,4, 6.5). Увеличение уровня шумов за счет этой составляющей будет незначительным, если $\bar{i}_n \cdot R1 \leq 3\bar{e}_n$, где \bar{e}_n — спектральная плотность ЭДС шума ОУ, приведенная ко входу. **Величина сопротивления $R1$ ограничивается «сверху» неравенством**

$$R1 \leq \frac{3\bar{e}_n}{\bar{i}_n}. \quad (11.4)$$

Это особенно актуально для первых каскадов (модулей) канала обработки сигналов, определяющих отношение сигнал/шум всего устройства (микрофонных усилителей, корректоров канала звуковоспроизведения и др.).

Выбор номиналов сопротивлений и типов резисторов. Для выбора стандартных номиналов необходимо ознакомиться со стандартными рядами номиналов сопротивлений (ряды Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, ..., Приложение 4). Каждый из рядов имеет свой допустимый разброс номиналов (\pm число (допуск)%). Допуск $\pm \frac{\delta R}{R}$ (ряд номиналов) выбирают исходя из сформулированных выше требований на допуск по коэффициенту усиления. Например, для инвертирующего каскада:

$$K_{осв} = \frac{R2_{ном}(1 \pm \delta)}{R1_{ном}(1 + \delta)} = \frac{R2_{ном}}{R1_{ном}} \left(1 \pm 2 \frac{\delta R}{R} \right).$$

Если жестких требований по допускам на коэффициенты усиления на проектируемое устройство (и, соответственно, рассчитываемого модуля) не задано ТЗ, то $\pm \frac{\delta R}{R}$ можно принять равным $\pm 5\%$ или $\pm 10\%$.

Если требования существуют (или определяются допустимым КОСФП как, например, в каскаде по рис. 7.3), то допуск может быть и существенно меньше, чем 5%. По выбранному ряду номиналов (Приложение 4) выбирают ближайшее (к требуемому по расчету) стандартное значение номинала резистора ($R1$, $R2$ и т.д.).

Затем рассчитывают мощность, рассеиваемую в резисторе, и выбирают тип резистора (Приложение 5) [11—14], имеющий требуемые номиналы и мощности рассеяния. Например: для $R1$: *ОМЛТ-0,25-1,1 кОм $\pm 5\%$.*

11.2 Расчет смещения нуля. Уточнение схемы

Смещение нуля на выходе устройства. Выше описано проведение эскизного расчета. В результате этого расчета определены: число каскадов и типы схемных решений каждого из каскадов (субмодулей) проектируемого устройства, основные параметры функционирования каждого из каскадов в предположении, что устройство представлено каскадами УПТ на выбранных типах ОУ. Количество и места включения разделительных и блокировочных конденсаторов при этом не определены. Не определена и необходимость уменьшения влияния сдвига нуля в каскадах и в устройстве на обеспечение требуемого выходного напряжения и коэффициента гармоник.

Для устранения этой неопределенности проводится полный электрический расчет схемы устройства. В первую очередь он касается определения сдвига нуля, создаваемого каждым из каскадов, и результирующего сдвига нуля на выходе устройства.

Расчет сдвига нуля, приведенного ко входу j -го каскада (модуля, субмодуля, представленного схемой на одном операционном усилителе), проводится для каждого субмодуля в соответствии с п. 1 подраздела 6.6. Затем проводится расчет напряжения смещения нуля на выходе каждого из каскадов, обусловленного сдвигом нуля на входе этого же каскада $U_{см0выхj} = U_{см0вхj} K_j(f=0)$. Если для каждого из каскадов рассчитываемой структуры

$$U_{m2}^* - U_{см0выхj} > U_{m2j} \text{ и } U_{m2}^* - U_{см0выхj} > 0,9U_{m2j}^*,$$

собственное смещение нуля в i -ом каскаде, как правило, не оказывает существенного влияния на искажение выходного сигнала этого каскада.

После этого производится расчет результирующего смещения нуля на выходе усилителя

$$U_{см0вых\Sigma} = \sum_{j=1}^n U_{см0вхj} \prod_{i=j}^n K_i(f=0), \quad (11.5)$$

где $K_j(f=0)$ — коэффициент усиления j -го каскада по постоянному напряжению (при частоте, равной 0).

Если для рассчитываемой структуры

$$U_{m2n}^* - U_{см0вых\Sigma} > U_{m2} \text{ и } U_{m2n}^* - U_{см0вых\Sigma} > 0,9U_{m2n}^*, \quad (11.6)$$

смещение нуля не оказывает существенного влияния на искажение выходного сигнала устройства, заданная амплитуда выходного напряжения U_{m2} обеспечена. Это значит, что (при заданном уровне допустимых частотных искажений на многокаскадную структуру или при заданной точности реализации номинальных параметров функционирования) разделительные конденсаторы могут быть поставлены только на входе. Их необходимость может быть обоснована требованием защиты входа проектируемого устройства (модуля, субмодуля) от постоянного напряжения (например, в микрофонном усилителе обусловленного статическим зарядом подводящего сигнал кабеля). Вопрос о необходимости разделительного конденсатора на выходе при этом решается на основе анализа возможных последствий отсутствия такого конденсатора.

Если условие (10.13) не выполняется для n -го (выходного) каскада (субмодуля), то выявляется, смещение нуля какого каскада (модуля или субмодуля) дает основная часть смещения нуля на выходе (обычно — первого каскада), и принимаются меры по его уменьшению. Эти меры описаны в подразделе 9.2. Для устройств, допускающих частотные искажения в области нижних частот (или в области больших времен), эти меры могут быть эффективно дополнены применением разделительных конденсаторов. Места их включения определяются на основе анализа вкладов каждого из каскадов (субмодулей) в результирующее смещение нуля на выходе (10.13). После принятых мер проверяется выполнение условия (10.13) для других каскадов (субмодулей) и, в случае необходимости, принимаются меры по уменьшению смещения нуля на выходе этих каскадов (субмодулей).

Эскизный вариант схемы, разработанный в соответствии с подразделом 10.1, дополняется результатами анализа смещения нуля — принятыми схемотехническими мерами по его уменьшению. Включаются цепи компенсации смещения нуля, блокировочные и разделительные конденсаторы, так что устройство становится способным обеспечить требуемую ТЗ амплитуду выходного напряжения. Другими словами: для модернизированной в процессе полного электрического расчета схемы условия (10.13) должны выполняться.

11.3 Расчет емкостей разделительных и блокировочных конденсаторов

Число и места включения конденсаторов определены в процессе уточнения схемы (подраздел 11.2). Для определения требуемых номиналов емкостей конденсаторов допустимые линейные искажения разбивают на части, соответствующие числу конденсаторов.

Аналоговые устройства гармонических сигналов. Для усилителей, в соответствии с подразделом 5.2, заданный коэффициент частотных искажений ($M_n, \text{дБ}$) на нижней частоте f_n (заданной в ТЗ или выбранной ниже нижней частоты рабочего диапазона частот) складывается из суммы парциальных коэффициентов частотных искажений

$$M_n, \text{дБ} = \sum_{i=1}^m M_{ni}, \text{дБ},$$

где m — число искажающих цепей. В большинстве случаев m равно числу конденсаторов в схеме.

Исключение составляют симметричные цепи, каждое плечо которых дает одинаковые линейные искажения. Причем искажения одного плеча схемы равны искажениям всего симметричного входа или выхода.

На каждую из m искажающих цепей при равномерном распределении искажений приходится $M_{ni}, \text{дБ} = \frac{M_n, \text{дБ}}{m}$. Переведя в относительные единицы, получаем $M_{ni} = 10^{\frac{M_{ni}, \text{дБ}}{20}}$.

Эквивалентная схема абсолютного большинства разделительных цепей представляется в виде, представленном на рис. 11.1.

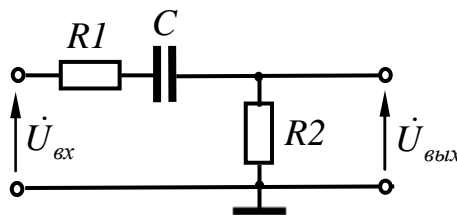


Рис. 11.1 — Схема разделительной цепи

Здесь \dot{U}_{ex} — эквивалент ЭДС источника входного сигнала, $R1$ — эквивалентное сопротивление источника входного сигнала, $R2$ — сопротивление нагрузки. При этом следует иметь в виду, что в каскадах (субмодулях), выполненных на ОУ с глубокой ООС, выходное сопротивление $\rightarrow 0$. Нормированный коэффициент передачи i -й разделительной цепи

$$\dot{Y}_{npi} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_{pi}}},$$

где $\tau_{pi} = C_{pi}(R1 + R2)$.

Коэффициент частотных искажений —

$$M_{ni} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_n \tau_{pi}} \right)^2}.$$

Требуемая емкость разделительного конденсатора —

$$C_{pi} \geq \frac{1}{2\pi f_n (R1 + R2) \sqrt{M_{ni}^2 - 1}}.$$

Требуемые емкости блокировочных конденсаторов могут быть рассчитаны по соотношению (9.5).

Типы конденсаторов и номинальные значения их емкостей выбираются в соответствии с Приложениями 4, 6 и справочниками [11—13]. *Для каждого конденсатора указываются:* тип, рабочее напряжение, номинальное значение емкости и допуск.

Импульсные устройства. Допустимый спад плоской вершины импульса Δ_Σ (подраздел 5.3) распределяется по n искажающим цепям

$$\Delta_i = \frac{\Delta_\Sigma}{n},$$

где i — номер искажающей цепи.

Требуемая емкость i -го разделительного конденсатора определяется неравенством:

$$C_{pi} \geq \frac{t_u}{\Delta_i (R1 + R2)}.$$

Требуемые емкости блокировочных конденсаторов могут быть рассчитаны по соотношению (9.6).

Типы конденсаторов и номинальные значения их емкостей выбираются в соответствии с Приложениями 4, 6 и справочниками [11—13]. *Для каждого конденсатора указываются:* тип, рабочее напряжение, номинальное значение емкости и допуск.

11.4. Оценка коэффициента гармоник

Оценка предельного значения коэффициента i -й гармоники для j -го каскада (модуля) аналогового устройства, согласно (6.63), с учетом (6.61, 6.62) может быть произведена по соотношению (подраздел 6.6)

$$k_{zicj} \leq \frac{(0,01...0,05)}{A(if')} \left(\frac{U_{m2j}}{U_{m2j}^*(f') - U_{см0выхj}} \right)^{i-1}, \quad (11.7)$$

где f' — частота сигнала, для которой оценивается уровень i -й гармоники в выходном искаженном сигнале j -го каскада (модуля);

$A(if')$ — глубина обратной связи в каскаде для i -й гармоники сигнала (6.18);

U_{m2j} — амплитуда выходного сигнала этого каскада;

$U_{m2j}^*(f')$ — максимально достижимая амплитуда выходного напряжения на частоте сигнала f' (рис. 6.7, 6.19 и 6.9), (6.61);

$U_{см0выхj}$ — результирующее напряжение смещения нуля на выходе j -го каскада (модуля) с учетом действия всех предшествующих каскадов (модулей) рассчитываемого устройства (11.5).

Соотношения (11.7) справедливы для любой требуемой от j -го каскада амплитуды выходного напряжения $U_{m2j} \leq U_{m2j}^*(f_{в\ реал\ j\ 0,7}) \leq U_{m2j}^*(0)$, если граничная частота по обеспечению линейного режима работы для этой амплитуды U_{m2j} не ниже граничной частоты усиления каскада в малосигнальном режиме при требуемой амплитуде выходного напряжения (6.34) —

$$f_{v \text{ реал } j 0,7} = \frac{1}{2\pi\tau_{вс j}} = \frac{f_{1j}^*}{K_{ос j}} = \frac{f_{1j}^*}{1 + \frac{R2_j}{R1_j}} \leq$$

$$\leq \frac{V_{\max j}^*}{2\pi U_{m2j}(f_{v \text{ реал } j 0,7})} = \frac{1}{2\pi\tau_{v j}^*} = f_{vj}^{\bullet}.$$

Соотношения (11.7) справедливы и в случаях:

– если (6.34) не выполняется, но верхняя частота заданного диапазона рабочих частот не превышает граничной частоты линейного усиления f_{vj}^{\bullet} при требуемой амплитуде выходного напряжения рассматриваемого каскада U_{m2j} ;

– если $U_{m2j} \leq U_{m2j}^*(f')$.

Соотношения (11.7) становятся несправедливыми при перегрузке ОУ, приводящей его работу в режим ограничения, т.е. при

$$U_{m1j} \cdot K_{oj} > U_{m2j}^*(f').$$

Максимальное предельное значения коэффициента i -й гармоники для всего аналогового устройства, как правило, не превышает суммы парциальных коэффициентов гармоник каскадов, определяемых (11.7):

$$k_{z ic} \leq \sum_{j=1}^n k_{z icj},$$

где n — число каскадов (модулей) устройства, вносящих нелинейные искажения.

Предельное значения коэффициента гармоник аналогового устройства обычно не превышает значения:

$$k_{zc} \leq \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{k_{zic}^2} \approx \sum_{i=1}^3 \sqrt{k_{zic}^2}. \quad (11.8)$$

Примечание. Исключение составляют случаи, когда выходному каскаду (модулю) устройства предшествуют корректоры, имеющие подъемы АЧХ с увеличением частоты. В этих случаях уровни гармоник каскадов, предшествующих таким корректорам, должны быть пересчитаны к выходу устройства с учетом их реального усиления последующими каскадами.

Для оценки порядка предельных значений k_2 в каскаде на ОУ достаточно оценить только вес максимальных гармоник: второй гармоники при несимметричной сквозной характеристике ОУ (например, за счет $U_{см0вых} \neq 0$ пунктирная линия на рис. 6.16)

$$k_{2\text{ сред}} \approx k_{22c} \leq (0.01 \dots 0.05) \times \frac{1}{A(2f')} \times \frac{U_{m2}}{U_{m2}^*(f') - U_{см0вых}} \quad (11.9)$$

или третьей — при симметричной сквозной характеристике ОУ

$$k_{2\text{ сред}} \approx k_{23c} \leq (0.01 \dots 0.05) \times \frac{1}{A(3f')} \times \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^*(f')} \right)^2. \quad (11.10)$$

Это значение должно сравниваться с допустимым по ТЗ значением коэффициента гармоник. Оценка предельного значения k_{2c} должна производиться:

- либо для частоты сигнала f' , на которой ТЗ требует обеспечение заданного уровня нелинейных искажений (Приложения 1, 2),

- либо для частоты, на которой обычно задается коэффициент гармоник подобных устройств (для функциональных модулей трактов звуковоспроизведения обычно 1 кГц) [7, 17—20],

- либо для частоты рабочего диапазона, на которой ожидается максимальное значение k_{2c} (например, для измерительных усилителей на верхней частоте рабочего диапазона).

Максимальное предельное значение коэффициента i -й гармоники для всего аналогового устройства, как правило, не превышает суммы парциальных коэффициентов гармоник каскадов, определяемых (11.9, 11.10):

$$k_{2ic} \leq \sum_{j=1}^n k_{2icj},$$

где n — число каскадов (модулей) устройства, вносящих нелинейные искажения.

11.5 Расчет отношения сигнал/шум

Отношение *сигнал/шум* для n -каскадной структуры (согласно подразделу 6.5) может быть рассчитано по формуле

$$(c/w)_n = \sqrt{\frac{U_{\text{вх}}^2 \cdot \prod_{j=1}^n K(f)_j^2}{\int_{20}^{20\,000} \sum_{j=1}^n \left(\bar{e}_{\text{швх}j}^2 \cdot \prod_{i=j}^n K(f)_i^2 \right) df}}, \quad (11.11)$$

где $U_{\text{вх}}$ — эффективное номинальное входное напряжение устройства;

$K(f)_j$ — модуль коэффициента передачи j -го каскада;

$\bar{e}_{\text{швх}j}$ спектральная плотность напряжения шума j -го каскада, приведенная к его входу.

Очевидно, что отношение *сигнал/шум* для n -каскадной структуры в основном определяется первым усилительным каскадом (или двумя первыми каскадами) устройства. Это очевидно, т.к. вес каждого из слагаемых суммы подкоренного выражения знаменателя уменьшается (в знаменателе квадрат коэффициента передачи предшествующих ему каскадов). Потому в устройствах звуковоспроизведения отношение *сигнал/шум* определяется в основном микрофонным и нормирующим усилителями [17].

Заметим, что отношение *сигнал/шум* используется для оценки шумовых свойств не только устройств звуковоспроизведения. Для устройств, выход которых нагружается на индикаторные устройства, пределы интегрирования в выражении для определения эффективного напряжения шума на выходе (6.50) должны быть заменены. Они должны соответствовать результирующей полосе рабочих частот проектируемого устройства и индикатора. Если для устройства задан диапазон рабочих частот при отклонении АЧХ от идеальной менее чем на 3 дБ, то пределами интегрирования будут выступать *расчетные граничные частоты*, соответствующие отклонению АЧХ от идеальной на 3 дБ. Если проектируемое устройство и индикатор способны регистрировать бесконечно медленно изменяющиеся сигналы, то за нижний предел интегрирования следует принять частоту порядка 1 Гц, т.к. реально спектральная плотность фликкер-шума не стремится к бесконечности при частоте, стремящейся к нулю.

11.6 Расчет итоговых характеристик проектируемого устройства

В качестве итоговых характеристик проектируемого устройства в ТЗ обычно предусматривается расчет АЧХ, ФЧХ, диаграмм Боде или переходных характеристик. Эти характеристики могут быть рассчитаны аналитически или получены в результате моделирования устройства в любом пакете прикладных программ для ЭВМ.

Примечание. Перед выполнением расчетов следует проверить выполнение условия линейности усиления каждого из каскадов (6.34) (условие применимости расчетных соотношений для области верхних частот — $f_v^* \geq f_{v, \text{реал } 0,7}$). Расчетные соотношения, справедливые для любых амплитуд выходного напряжения $U_{m2j} \leq U_{m2j}^*(f_{v, \text{реал } j 0,7}) \leq U_{m2j}^*(0)$, приведены ниже. Они справедливы, если граничная частота каскада по обеспечению линейного режима работы не ниже граничной частоты усиления каскада для заданного коэффициента усиления в малосигнальном режиме на выбранном ОУ с внутренней коррекцией АЧХ.

Расчет нормированной АЧХ ($Y(f)$) и ФЧХ ($\varphi(f)$) для усилителей аналоговых сигналов сводится к перемножению АЧХ и суммированию ФЧХ каскадов (подразделы 5.2, 6.2, 11.3).

$$Y(f) = \prod_{i=1}^k Y_{\text{бл } i}(f) \cdot \prod_{j=1}^l Y_{\text{нр } j}(f) \cdot \prod_{m=1}^n Y_{\text{в } m}(f),$$

где $Y_{\text{бл } i}$ — нормированный коэффициент передачи в области нижних частот за счет i -го блокировочного конденсатора (9.4),

$Y_{\text{нр } j}$ — нормированный коэффициент передачи в области нижних частот за счет j -го разделительного конденсатора,

$Y_{\text{в } m}$ — нормированный коэффициент передачи в области верхних частот m -го каскада,

k и l — число блокировочных и разделительных конденсаторов соответственно, n — число каскадов.

$$\varphi(f) = \sum_{i=1}^k \varphi_{\text{бл } i}(f) + \sum_{k=1}^l \varphi_{\text{нр } k}(f) + \sum_{j=1}^n \varphi_{\text{в } m},$$

где $\varphi_{\text{бли}}$ — фазовый сдвиг в области нижних частот за счет i -го блокировочного конденсатора (9.4),

$\varphi_{\text{нрк}}$ — фазовый сдвиг в области нижних частот за счет k -го разделительного конденсатора,

$\varphi_{\text{вм}}$ — фазовый сдвиг в области верхних частот за счет m -го каскада.

АЧХ и ФЧХ каскадов, работающих в режиме линейного усиления, **в области верхних частот** описываются следующими выражениями (п. 6.2.1).

$$Y_{\text{вм}}(f) = |\dot{Y}_{\text{см}}| = \left| \frac{\dot{K}_{\text{см}}}{\dot{K}_{\text{осм}}} \right| = Y_{\text{см}} = \left| \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{\text{плсм}}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{плсм}}} \right)^2}},$$

$$\varphi_{\text{вм}} = -\text{arctg} \frac{f}{f_{\text{плсм}}},$$

где $f_{\text{плсм}} = \frac{f_{1m}^*}{K_{\text{осм}}} \approx \frac{f_{1m}^*}{1 + \frac{R_{2m}}{R_{1m}}}$ — верхняя граничная частота m -го

каскада,

f_{1m}^* , R_{1m} , R_{2m} — частота единичного усиления ОУ и сопротивления цепи ОС m -го каскада.

АЧХ и ФЧХ в области нижних частот описываются выражениями (подразд. 9.2):

- за счет j -го разделительного конденсатора C_{pj} (подразд. 9.2) —

$$Y_{\text{нрj}}(f) = |\dot{Y}_{\text{нрj}}(f)| = \left| \frac{j\omega\tau_{\text{нрj}}}{1 + j\omega\tau_{\text{нрj}}} \right| = \frac{\omega\tau_{\text{нрj}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{нрj}})^2}},$$

$$\varphi_{\text{нрj}}(f) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{1}{\omega\tau_{\text{нрj}}},$$

где $\tau_{\text{нрj}} = C_{pj}(R_{\text{лев}} + R_{\text{прав}})$, $R_{\text{лев}}$ и $R_{\text{прав}}$ — сопротивления от левой и правой обкладок конденсатора до общего провода по переменному току ($\tau_{pj} = C_{pj}(R_1 + R_2)$ для рис. 11.1);

- за счет i -го блокировочного конденсатора (рис. 9.4) —

$$Y_{\bar{b}li} = |\dot{Y}_{\bar{b}li}| = \left| \frac{1 + j\omega\tau_{\bar{b}li}}{K_{coi} + j\omega\tau_{\bar{b}li}} \right| = \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_{\bar{b}li})^2}{K_{coi}^2 + (\omega\tau_{\bar{b}li})^2}},$$

$$\varphi_{\bar{b}li} = \arctg\omega\tau_{\bar{b}li} - \arctg \frac{\omega\tau_{\bar{b}li}}{K_{coi}},$$

где K_{coi} — коэффициент усиления i -го каскада,

$\tau_{\bar{b}li} = C_{\bar{b}li}R1_i$ — постоянная времени блокировочного конденсатора в i -ом каскаде.

Расчет переходной характеристики многокаскадного усилителя ведется с помощью обратного преобразования Лапласа изображения нормированной переходной характеристики

$h(p) = \frac{1}{p}Y(p)$, где $Y(p)$ — операторное выражение нормированного

коэффициента передачи усилителя.

$$Y(p) = \prod_{i=1}^k Y_{\bar{b}li}(p) \cdot \prod_{j=1}^l Y_{npj}(p) \cdot \prod_{m=1}^n Y_{\bar{e}m}(p).$$

Расчеты переходной характеристики рекомендуется вести отдельно для области малых времен и для области больших времен:

$$h(p)_{mv} = \frac{1}{p}Y_{\bar{e}}(p) \text{ и } h(p)_{\bar{b}v} = \frac{1}{p}Y_n(p),$$

где $Y_n(p) = \prod_{i=1}^k Y_{\bar{b}li}(p) \cdot \prod_{j=1}^l Y_{npj}(p)$ и $Y_{\bar{e}}(p) = \prod_{m=1}^n Y_{\bar{e}m}(p)$.

Результаты расчетов представляются в виде, определенном стандартом вуза [16]. Обязательно после расчетных соотношений (перед результатами расчетов или моделирования) указываются все постоянные и параметры, характеризующие устройство и используемые в расчетных соотношениях. **Это должно неукоснительно выполняться и в случае** получения итоговых характеристик в результате **моделирования устройства на ЭВМ.**

Особенности расчета итоговых характеристик других устройств связаны только с особенностями описания их коэффициентов передачи (см. разделы 7—9).

11.7 Выполнение принципиальной схемы и перечня элементов

Принципиальная схема и перечень элементов должны выполняться в соответствии с требованиями ЕСКД и стандарта предприятия [15, 16]. Примеры выполнения принципиальной схемы и перечня элементов приведены в Приложении 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В пособии систематизированы и кратко изложены основные теоретические сведения по ОУ и расчетам аналоговых устройств на их основе. Пособие адаптировано к уровню, доступному для студентов, впервые сталкивающихся с проектированием радиоэлектронных устройств на современной элементной базе. Известные сведения дополнены авторскими результатами, краткими справочными данными по элементной базе, минимально необходимыми для курсового проектирования.

Наряду с описанием теории и расчета аналоговых устройств на ОУ, изложены вопросы по предварительной подготовке к проектированию и методическому обеспечению процесса расчетов и оформления курсовых проектов. Это позволяет преодолеть недостатки литературы по курсовому проектированию как по массовой доступности известных источников, так и по временным затратам на ее освоение. Пособие обеспечивает возможность выполнения проектов разной степени сложности (в основном, малоформатных проектов) в сроки, отводимые современными учебными планами на курсовое проектирование аналоговых устройств будущим бакалаврам, специалистам и магистрам наук.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Варшавер Б.А. Расчет и проектирование импульсных усилителей: Учеб. пособие для вузов. — Изд. 2-е, доп. — М.: Высшая школа, 1975. — 288 с.
2. Проектирование усилительных устройств на транзисторах: Учеб. пособие для вузов / Г.В. Войшвилло, В.И. Караванов, В.Я. Краева и др. — М.: Связь, 1972. — 184 с.
3. Красько А.С. Проектирование аналоговых устройств. Методические указания к курсовому проектированию по дисциплине «Схемотехника аналоговых электронных устройств» для студентов специальностей 200700 «Радиотехника» и 201600 «Радиоэлектронные устройства». — Томск: Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2000. — 29 с.
4. Расчет и проектирование линейных аналоговых АРС-устройств: Пособие по курсовому и дипломному проектированию / Под ред. проф. А.А. Ланнэ. — ВАС, 1980. — 232 с.
5. Фолкенбери Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 572 с.
6. Шарапов А.В. Электронные цепи и микросхемотехника. Часть 1. Аналоговая схемотехника: Учеб. пособие. — Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2003.
7. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. — М.: Мир, 1991. — 446 с.
8. Интегральные микросхемы: Операционные усилители. Том 1. — М.: Додэка, 1993. — 240 с.
9. Интегральные микросхемы: Операционные усилители. Обзор. — М.: Додэка, 1994. — 48 с.
10. Операционные усилители и компараторы. — М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2002. — 560 с.
11. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Резисторы, конденсаторы, провода, припой, флюсы: Справочное пособие. Серия «Ремонт». — М.: Изд-во «СОЛОН-Р», 2000. — Вып. 39.
12. Справочник разработчика и конструктора РЭА: Элементная база. — М.: ВГУП Стандартинформ, 1993. — Кн.1.
13. www/platan.ru Платан/электронные компоненты, 2002.

14. ГОСТ 28 884-90. Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов. — М.: Изд-во стандартов, 1990.

15. Усатенко С.Т., Каченюк Т.К., Терехова М.В. Выполнение электрических схем по ЕСКД: Справочник. — М.: Изд-во стандартов, 1989. — 325 с.

16. Система образовательных стандартов. Работы студенческие учебные и выпускные квалификационные. Общие требования и правила оформления. — Томск: ОС ТУСУР 6. 1-97*, 2001. — 39 с.

17. Атаев Д. И., Болотников В. И. Функциональные узлы усилителей Hi-Fi. — М.: Изд-во МЭИ, ТОО «Позитив», 1994. — 224 с.

18. Колесов И. А. Усилительные устройства бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Учеб. пособие. — Томск: Изд-во НТЛ, 2003. — 292 с.

19. Колесов И. А. Усилительные устройства бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Учеб. пособие. — Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. — 247 с.

20. Колесов И. А. Усилительные устройства бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Учеб. метод. пособие. — Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2003. — 79 с.

21. Палов В.Н., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых устройств: Учебник для вузов — 2-е изд., исправ. — М.: Горячая линия-Телеком, 2001. — 320 с.: ил.

22. Опадчий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): Учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; Под ред. О.П. Глудкина. — М.: Горячая линия — Телеком, 2005. — 768 с.: ил.

23. Попов Э.Г. Основы аналоговой техники. Учеб. пособие для студ. радиотехнических спец. — Мн.: БГУИР, 2006. — 276 с: ил.

24. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. — М.: БИНОМ, 1994. — 352 с.

25. Учебник по электронике / Г. Шатанье, М. Боэ, Д. Буи и др. — М.: Техносфера, 2009. — 978 с.

26. Савченко Е.М., Корнеев С.В., Будяков А.С., Прокопенко Н.Н. Предельные динамические параметры операционных усилителей с обратной связью по напряжению и усилителей с

«токовой обратной связью» в линейном и нелинейном режимах. Электронный научный журнал «Исследовно в России», 882: [http:// zhurnal/ape/relarm/ru/articles/2006/093/pdf](http://zhurnal/ape/relarm/ru/articles/2006/093/pdf) — доступ свободный.

27. Радиовещание и электроакустика: Учебное пособие для вузов / С.И. Алябьев, А.В. Выходец, Р.Гермер, А.П. Ефимов, Ю.М. Ишуткин, Г.П. Катунин, Ю.А. Ковалгин, Б. Кринер, К. Рудно-Рудзиньский, А.А. Фадеев / Под ред. Ю.А. Ковалгина. — М.: Радио и связь, 1999. — 792 с.: ил.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

П.1 Типовые задания на курсовое проектирование

П.1.1 Варианты заданий на курсовое проектирование для студентов дистантной формы обучения

Таблица П1 — Названия устройств и номера технических заданий

Вариант	Название устройства	Номер технического задания (ТЗ №)
1	Нормирующий усилитель	ТЗ № 1
2	Микрофонный усилитель	ТЗ № 2
3	Регулятор частотных характеристик	ТЗ № 3
4	Усилитель-корректор канала записи	ТЗ № 4
5	Усилитель-корректор канала воспроизведения	ТЗ № 5
6	Формирователь псевдостереосигнала	ТЗ № 6
7	Расширитель стереобазы	ТЗ № 7
8	Усилитель-корректор затухания кабеля	ТЗ № 8
9	Усилитель широкополосный измерительный	ТЗ № 9
10	Усилитель импульсный измерительный	ТЗ № 10

П.1.2 Варианты заданий на курсовое проектирование

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 1 на курсовой проект по дисциплине «Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель широкополосный**
2. Исполнитель — студент гр.....
3. Назначение устройства — **нормирующий усилитель канала высококачественного звуковоспроизведения**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
 - диапазон рабочих частот от 20 Гц до 200 кГц
 - допустимые частотные искажения — $M_n \leq 1$ дБ, $M_v \leq 1$ дБ
 - эффективное номинальное напряжение входного сигнала — 0,1 В
 - выходное сопротивление источника сигнала не более — 1 кОм
 - эффективное номинальное напряжение сигнала на выходе — 0,8 В
 - коэффициент гармоник (на частоте сигнала $f = 1$ кГц) не более — 0,02 %
 - сопротивление нагрузки не менее — 100 кОм
 - входное сопротивление не менее — 100 кОм
 - выходное сопротивление не более — 1 кОм
 - диапазон рабочих температур — от 0 °С до +40 °С
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
 - 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
 - 7.2. Составление и расчет схемы электрической принципиальной. Расчет отношения сигнал/шум. Составление перечня элементов
 - 7.3. Расчет результирующих характеристик.

8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
 9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
 и радиоэлектроники
 Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
 Зав. кафедрой СРС
 С.В.Мелиховым
 09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 2
 на курсовой проект по дисциплине
 «Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель широкополосный**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение устройства — **микрофонный усилитель**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
 - диапазон рабочих частот — от 50 Гц до 17,5 кГц
 - допустимые частотные искажения — $M_n \leq 1$ дБ, $M_v \leq 1$ дБ
 - номинальное (максимальное) напряжение входного сигнала — 0,5 (10) мВ
 - источник входного сигнала — электродинамический микрофон с внутренним сопротивлением — 250 Ом
 - номинальное (максимальное) напряжение сигнала на выходе — 0,1 (1) В
 - коэффициент гармоник (на частоте сигнала $f = 1$ кГц, при максимальном выходном напряжении $U_{вых} = U_{вых\max} = 1$ В) не более — 0,2 %
 - характер и величина нагрузки — активная, $R_n \geq 100$ кОм
 - параметры входной цепи (вход симметричный, подключен к микрофону через кабель) — выбрать
 - коэффициент ослабления синфазной помехи (КОСФП) не менее — 60 дБ
 - диапазон рабочих температур — от 0 °С до +40 °С
7. Перечень подлежащих разработке вопросов

- 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
- 7.2. Составление и расчет схемы электрической принципиальной. Составление перечня элементов
- 7.3. Расчет отношения сигнал/шум. Расчет результирующих характеристик
8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 3
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Регулятор частотных характеристик**
2. Исполнитель — студент гр.....
3. Назначение — **физиологический регулятор громкости и регулятор тембра**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования в диапазоне температур от 0 °С до +40 °С
 - 6.1. **Физиологический регулятор громкости**
 - диапазон рабочих частот — от 50 Гц до 17,5 кГц
 - диапазон регулировки громкости не менее — 40 дБ
 - выходное сопротивление источника сигнала не более — 1 кОм
 - номинальное (максимальное) эффективное напряжение входного сигнала — 1 (8) В
 - номинальное (максимальное) эффективное напряжение выходного сигнала — 1 (8) В

- коэффициент гармоник на средних частотах не более — 0,01(2) %
- частоты нулей и полюсов диаграммы Боде: $f_{o1} = 1500$ Гц, $f_{o2} = 2$ кГц
и $f_{p1} = 50$ Гц, $f_{p2} = 17,5$ кГц

6.2. Активный регулятор тембра

- диапазон рабочих частот от 50 Гц до 17,5 кГц
- пределы регулировки тембра по нижним и верхним частотам в заданной полосе рабочих частот не менее ± 20 дБ
- амплитуда номинального (максимального) напряжения входного сигнала — 1 (8) В
- коэффициент передачи на средних частотах — 0 дБ
- коэффициент гармоник на средних частотах — 0,01(1) %
- нагрузка активная, сопротивление нагрузки не менее — 100 кОм

7. Перечень подлежащих разработке вопросов

- 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
- 7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
- 7.3. Составление перечня элементов
- 7.4. Расчет схемы и моделирование результирующих характеристик
8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 4 на курсовой проект по дисциплине «Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель-корректор канала записи**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение — **канал запись-воспроизведение магнитофона**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели

- 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
- 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
- 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
- диапазон рабочих частот — от 50 Гц до 17,5 кГц
 - коэффициент усиления — 40 дБ
 - постоянная времени для нижних частот — $\tau_u = 3180$ мкс
 - постоянная времени для верхних частот — $\tau_a = 120$ мкс
 - погрешность реализации АЧХ в полосе рабочих частот не более $\pm 1,5$ дБ
 - эффективное напряжение выходного сигнала — 1 В
 - источник входного сигнала — предварительный усилитель с выходным сопротивлением не более — 1 кОм
 - коэффициент гармоник на частоте 1 кГц не более — 0,5 %
 - нагрузка активная, сопротивление нагрузки не менее — 10 кОм
 - входное сопротивление не менее — 10 кОм
 - диапазон рабочих температур — от 0 °С до +40 °С
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
- 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
- 7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
- 7.3. Составление перечня элементов
- 7.4. Расчет результирующих характеристик
8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 5
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель-корректор канала воспроизведения**
2. Исполнитель — студент гр.

3. Назначение — **канал запись-воспроизведение магнитофона**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
 - диапазон рабочих частот — от 50 Гц до 17,5 кГц
 - коэффициент усиления — 34 дБ
 - постоянная времени для нижних частот — $\tau_u = 3180$ мкс
 - постоянная времени корректора для верхних частот — $\tau_a = 90$ мкс
 - погрешность реализации АЧХ в полосе рабочих частот не хуже — $\pm 1,5$ дБ
 - эффективное напряжение выходного сигнала — 1 В
 - источник входного сигнала — предварительный усилитель с выходным сопротивлением не более — 1 кОм
 - коэффициент гармоник на частоте 1 кГц не более — 0,5 %
 - нагрузка активная, сопротивление нагрузки не менее — 10 кОм
 - входное сопротивление не менее — 10 кОм
 - диапазон рабочих температур — от 0°С до +40°С
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
 - 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
 - 7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
 - 7.4. Составление перечня элементов
 - 7.3. Расчет результирующих характеристик
8. Перечень чертежей: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л. (формат А4).
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 6
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Формирователь псевдостереосигнала**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение — **блок усилителя высококачественного звуковоспроизведения**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования в диапазоне температур от 0°С до +40°С
 - эффективное напряжение входного сигнала — 0,75 В
 - диапазон рабочих частот — от 40 Гц до 17,5 кГц
 - центральная частота — $f_o = 1,2$ кГц
 - входное сопротивление не менее — 100 кОм
 - коэффициент взвешивания — $m = 2 \pm 1$ дБ
 - коэффициент гармоник на средних частотах не более — 0,05 %
 - источника входного сигнала — предварительный стереоусилитель с выходным сопротивлением каждого из каналов не более — 1 кОм
 - нагрузки стереовыходов — активные, сопротивление нагрузки для каждого из выходов не менее — 50 кОм
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
 - 7.1 Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
 - 7.2 Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
 - 7.3 Составление перечня элементов
 - 7.4 Расчет схемы результирующих характеристик
8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 7
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Расширитель стереобазы**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение — **блок стереоусилителя**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования в диапазоне температур от 0 °С до +40 °С
 - источник входного сигнала — предварительный стереоусилитель с выходным сопротивлением каждого из каналов не более — 1 кОм
 - входное сопротивление по каждому стереоканалу не менее — 15 кОм
 - эффективное напряжение входного сигнала — $0,75 \pm 0,05$ В
 - подавление синфазной составляющей стереосигнала (СФС) — $(2/3) \pm 10$ %
 - усиление дифференциальной составляющей СФС — $(4/3) \pm 10$ %
 - частоты нуля и полюса диаграммы Боде — $f_{o1} = 100$ Гц, $f_{n1} = 2,0$ кГц
 - коэффициент гармоник на средних частотах для СФС не более 0,02 %
 - нагрузки стереовыходов активные, сопротивления нагрузки для каждого из выходов не менее — 100 кОм
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
 - 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
 - 7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
 - 7.3. Составление перечня элементов
 - 7.4. Расчет схемы результирующих характеристик
8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 8
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель-корректор затухания кабеля**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение — **Коррекция АЧХ в системе передачи видеосигнала**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
 - диапазон рабочих частот — от 25 Гц до 6,5 МГц
 - коэффициент усиления на нижних частотах — 10 дБ
 - крутизна подъема диаграммы Боде на верхних частотах — 6 дБ/октава
 - подъем АЧХ на верхней граничной частоте — 10 дБ
 - погрешность реализации АЧХ в полосе рабочих частот не хуже — ± 2 дБ
 - амплитуда напряжения выходного сигнала — 1 В
 - источник сигнала подключается ко входу усилителя через согласованный по входу и выходу кабель с характеристическим сопротивлением — 50 Ом
 - коэффициент гармоник в полосе рабочих частот не более — 0,5 %
 - нагрузка подключается к выходу усилителя через согласованный по входу и выходу кабель с характеристическим сопротивлением — 50 Ом
 - выходное сопротивление — 50 Ом
 - входное сопротивление — 50 Ом
 - диапазон рабочих температур — от 0 °С до +40 °С
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
 - 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации

7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной

7.3. Составление перечня элементов

7.4. Расчет результирующих характеристик

8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.

9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г..

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 9
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель широкополосный измерительный**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение — **Измерительный усилитель**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль, защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
 - вход — несимметричный, выход — симметричный
 - диапазон рабочих частот — от 0 Гц до 500 кГц
 - допустимые частотные искажения — $M_n \leq 0$ дБ, $M_v \leq 2$ дБ
 - амплитуда номинального напряжения входного сигнала — 1,5 мВ
 - внутреннее сопротивление источника входного сигнала — 50 Ом
 - коэффициент усиления — 80 ± 1 дБ
 - коэффициент гармоник не более — 2 %
 - нагрузка — симметричная, сопротивление нагрузки не менее — 5 кОм
 - подстроечная регулировка усиления не менее — 10 дБ
 - входное сопротивление не менее — 10 кОм

- входная емкость не более — 7 пФ
- диапазон рабочих температур — от 0 °С до +40 °С
- 7. Перечень подлежащих разработке вопросов
 - 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы
 - 7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
 - 7.3. Составление перечня элементов
 - 7.4. Расчет отношения сигнал/шум
 - 7.5. Расчет результирующих характеристик
- 8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
- 9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники
Кафедра средств радиосвязи (СРС)

УТВЕРЖДЕНО
Зав. кафедрой СРС
С.В.Мелиховым
09.02.2010 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ № 10
на курсовой проект по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

1. Тема проекта — **Усилитель импульсный измерительный**
2. Исполнитель — студент гр.
3. Назначение — **измерительный усилитель**
4. Стадия разработки — техническое предложение
5. Этапы и сроки выполнения работы
 - 5.1. Эскизный расчет устройства — 4 недели
 - 5.2. Электрический расчет и моделирование — 4 недели
 - 5.3. Оформление и доработка проекта — 4 недели
 - 5.4. Нормоконтроль. Защита проекта — в соответствии с календарным планом
6. Параметры функционирования
 - внутреннее сопротивление источника сигнала не более — 1 кОм
 - входное сопротивление не менее — 100 кОм
 - входная емкость не более — 5 пФ
 - входной сигнал — последовательность прямоугольных импульсов
 - номинальная амплитуда входных импульсов — 5 мВ
 - длительность, полярность, скважность входных импульсов — любые

- коэффициент усиления — 66 ± 1 дБ
 - допустимое время установления усилителя не более — 3 мкс
 - допустимый выброс не более — 4 %
 - допустимое искажение плоской вершины импульса — 0 %
 - подстроечная плавная регулировка усиления — 20 дБ
 - диапазон рабочих температур — от 0 °С до +40 °С
7. Перечень подлежащих разработке вопросов
- 7.1. Выбор и обоснование схемы устройства и элементной базы для ее реализации
- 7.2. Составление и расчет элементов схемы электрической принципиальной
- 7.3. Составление перечня элементов
- 7.4. Расчет результирующих характеристик
8. Перечень чертежей формата А4: схема ЭЗ — 1 л., характеристики — 1 л.
9. Срок сдачи проекта на кафедру СРС — за две недели до защиты проекта

Исполнитель.....

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

П.2 Оформление типового курсового проекта

П.2.1 Состав проекта

1. Титульный лист. Оформляется в соответствии с ОС ТУСУР 6.1-97*.

2. Техническое задание (ТЗ), подписанное руководителем проектирования и утвержденное заведующим кафедрой.

3. Реферат. Оформляется в соответствии с ОС ТУСУР 6.1-97*.

4. Оглавление пояснительной записки. Рубрикация оформляется в соответствии с ОС ТУСУР 6.1-97*.

5. Содержание введения, основной части (представленной одним или несколькими тематическими разделами), заключения и приложений в соответствии с оглавлением.

6. Приложения (в том числе *рекомендуется* представлять копию проекта на CD, который вкладывается в карман на обратной стороне титульного листа ПЗ).

7. Чертеж схемы электрической принципиальной, выполненной в соответствии с требованиями стандартов ЕСКД (формат А4, допускается подшивать в конце пояснительной записки).

8. Перечень элементов принципиальной схемы, выполненной в соответствии с требованиями стандартов ЕСКД (формат А4, допускается подшивать в конце пояснительной записки после схемы электрической принципиальной).

9. Другие чертежи в соответствии с требованиями технического задания.

10. Презентация проекта (*рекомендуется*, но не обязательна).

11. Конспект доклада к защите проекта.

П.2.2 Пример титульного листа пояснительной записки

Министерство образования и науки РФ

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра средств радиосвязи (СРС)

МИКРОФОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Пояснительная записка к курсовому проекту по дисциплине
«Проектирование аналоговых устройств»

РТФ КП. 468.730.001 ПЗ

Студент гр.1В9

_____ М. С. Молкин

«20» ноября 2010 г.

Руководитель:

Профессор

_____ И. А. Ройтман

«_____» _____ 2010 г.

2010

П.2.3 Пример реферата

Реферат

Курсовой проект 22 с., 9 рис., 2 табл., 3 источника, 2 прил.
УСИЛИТЕЛЬ, МИКРОФОННЫЙ, ОПЕРАЦИОННЫЙ, КОСФП.

Составлена схема и произведен расчёт микрофонного усилителя с коэффициентом усиления 46дБ, коэффициентом гармоник не более 0,5%, предназначенного для работы в диапазоне температур от 0 °С до +40 °С.

Усилитель рассчитан для электродинамического микрофона МД — 78 и сопротивления нагрузки не менее 100 кОм. Он имеет симметричный вход, выполнен на операционном усилителе 140УД6А, обеспечивает в диапазоне рабочих частот 250 Гц...6.0 кГц КОСФП не менее 60 дБ, отношение сигнал/шум не хуже 80 дБ и коэффициент гармоник не более 0,5 %.

Результаты моделирования в среде Multisim подтвердили справедливость расчетных характеристик.

Пояснительная записка и чертежи выполнены в текстовом редакторе Microsoft Word XP.

Указать каких конкретно!

Примечание. Здесь и далее замечания преподавателя при проверке проекта вынесены в рамки.

П.2.4 Пример оформления содержания пояснительной записки

	СОДЕРЖАНИЕ ⁺	Стр.
1 ⁺	Введение	5 [*]
2 ⁺	Выбор и обоснование структурной схемы усилителя	6 [*]
3 ⁺	Выбор операционного усилителя	7 [*]
4 ⁺	Расчет каскадов усилителя	9 [*]
5 ⁺	Расчет смещения нуля и предельного коэффициента гармоник	12 [*]
6 ⁺	Расчет отношения сигнал/шум	14 [*]
7 ⁺	Моделирование усилителя	16 [*]
8 ⁺	Заключение	17 [*]
	Список использованных источников	19 [*]
	Приложение А ⁺ Характеристики операционного усилителя 140УД6А	20 [*]
	Приложение Б ⁺ Справочные данные микрофона МД78-А	21 [*]
	Усилитель микрофонный, схема электрическая принципиальная ЭЗ	22 [*]
	Усилитель микрофонный, перечень элементов к схеме ЭЗ	23 [*]

⁺ — Номера с индексами относятся к примеру.

^{*} — Номера страниц по пояснительной записке к курсовому проекту.

П.2.5 Пример оформления текстовой части пояснительной записки

1⁺ Введение

В электронной технике часто используют разнообразные усилительные устройства. Практически в любой теле-, радиоаппаратуре, в компьютере есть усилительные каскады.

Целью проекта является составление и расчёт принципиальной схемы микрофонного усилителя для электродинамического микрофона с симметричным входом, выбор активного элемента и других электрических компонентов схемы, расчёт отношения сигнал/шум и коэффициента гармоник, анализ частотных характеристик полученного устройства.

2⁺ Выбор структурной схемы микрофонного усилителя



Проектируемый усилитель представляет собой линейный четырёх-полюсник. Коэффициент передачи (усиления) по напряжению линейного четырёхполюсника определяется отношением [1⁺—3⁺]:

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (2.1^+)$$

где K_0 — полный коэффициент усиления;

$U_{\text{вых}}$ — эффективное номинальное напряжение на выходе;

$U_{\text{вх}}$ — эффективное номинальное напряжение на входе.

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{4}{20 \cdot 10^{-3}} = 200.$$

Для обеспечения требуемых коэффициента усиления и КОСФП выберем бестрансформаторную схему двухкаскадного микрофонного усилителя с дифференциальным входом (рисунок 2.1⁺). Она проста в реализации (не содержит индуктивностей) и обеспечивает повышенный КОСФП [1⁺].

Первый каскад этого усилителя — симметричный самобалансирующийся каскад. Второй — разностный сумматор. Чем больше коэффициент усиления первого каскада, тем больший КОСФП может быть обеспечен схемой. Это обусловлено тем, что КОСФП первого каскада равен его коэффициенту усиления по дифференциальному сигналу, а общий КОСФП усилителя равен произведению КОСФП составляющих усилитель каскадов.

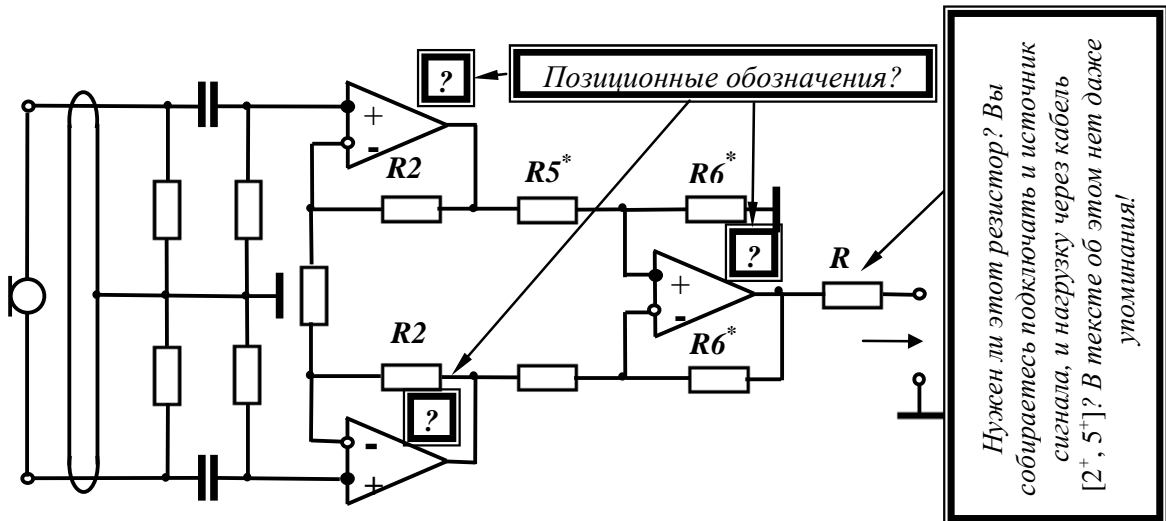


Рисунок 2.1⁺ — Бестрансформаторный микрофонный усилитель с дифференциальным входом

3⁺ Выбор типа операционного усилителя

?!
О чем речь?
Стиль?

Для обеспечения рассчитанного выше коэффициента передачи (усиления) усилителя необходимо подобрать соответствующий операционный усилитель (ОУ). Выбор операционного усилителя при проектировании производится по следующим основным параметрам [1⁺]:

- 1) частота единичного усиления;
- 2) максимальная скорость нарастания выходного напряжения;
- 3) амплитуда номинального напряжения сигнала на выходе.

Для **повышения качественных показателей** усилителя необходимо увеличивать глубину обратной связи.

Так как число каскадов равно двум, **то соответственно для каждого каскада существует свой коэффициент передачи.**

$$K_0 = K_{01} \cdot K_{02}. \quad (3.1^+)$$

Пусть K_{01} — коэффициент усиления самобалансирующегося каскада с симметричным входом будет равен 10. Тогда K_{02} — коэффициент усиления каскада с симметричным входом и несимметричным выходом будет равен 20.

Рассчитаем требуемые параметры операционного усилителя для самобалансирующегося каскада с симметричным входом:

$$K_{01} \cdot f_{с0,7} \leq f_1. \quad (3.2^+)$$

Найдем $f_{с0,7}$:

$$f_{с0,7} = \frac{f_s}{\sqrt{M_s^2 - 1}}. \quad (3.3^+)$$

?! Выбор?
А обоснование?!

По ТЗ $M_s=2$ дБ. Переведем это значение в безразмерную величину, приходящуюся на одну искажающую цепь:

$$\frac{2\partial B}{n} = 1\partial B \Rightarrow 1.122,$$

где n — число искажающих цепей (в нашем случае — каскадов).

Тогда

$$f_{\epsilon 0,7} = \frac{6 \cdot 10^3}{\sqrt{1.122^2 - 1}} = 11.79 \cdot 10^3 \text{ Гц},$$

т.е. требуемая $f_1 \geq 10 \cdot 11.79 \cdot 10^3 = 0.1179 \text{ МГц}$.

На каждом из двух активных элементов входного каскада напряжение равно половине от всего входного, поэтому при выборе операционного усилителя для построения данного каскада необходимо учитывать напряжение, равное половине заданного:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{вх}} \cdot K_{01} = \frac{1}{2} \cdot 0.02 \cdot 10 = 0.1 \text{ В}. \quad (3.4^+)$$

Вычислим максимальную скорость нарастания выходного напряжения:

$$V_{\text{max}} \geq 2 \cdot \pi \cdot f_{\epsilon} \cdot U_{\text{вых}} = 2 \cdot 3.14 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 0.1 = 0,004 \text{ В/мкс}. \quad (3.5^+)$$

Рассчитаем требуемые параметры операционного усилителя для каскада с симметричным входом и несимметричным выходом.

$$K_{02} \cdot f_{\epsilon 0,7} \leq f_1,$$

$$f_{\epsilon 0,7} = 11.79 \cdot 10^3 \text{ Гц},$$

$$f_1 \geq 20 \cdot 11.79 \cdot 10^3 = 0.236 \text{ МГц}.$$

Вычислим максимальную скорость нарастания выходного напряжения.

$$V_{\text{max}} \geq 2 \cdot \pi \cdot f_{\epsilon} \cdot U_{\text{вых}} = 2 \cdot 3.14 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 4 = 0,15 \text{ В/мкс}.$$

Для обоих каскадов выберем операционный усилитель 140УД 6А [?+], т.к. он подходит по всем рассчитанным параметрам (Приложение А+).

Ссылка на справочник?

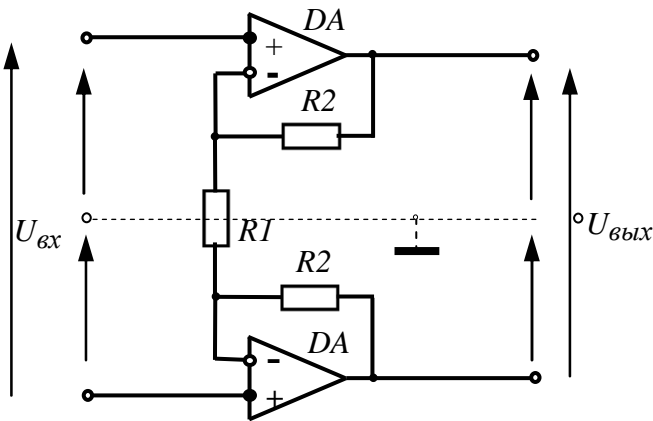
4⁺ Расчет каскадов усилителя

Чего? Микрофона?

В качестве источника входного сигнала для усилителя выберем электродинамический микрофон МД-78 [4⁺] (Приложение Б⁺). Нагрузка, согласно техническому заданию, носит активный характер ($R_n \geq 100 \text{ кОм}$).

Для проектируемого усилителя коэффициент усиления равен 200. Распределим его между каскадами. Примем коэффициент усиления входного каскада равным $K_{c0вх} = 10$. Третий операционный усилитель представляет собой вычитающий каскад с коэффициентом усиления $K_{c0} = 20$. Для расчета элементов схемы воспользуемся формулами, приведенными в [2⁺]. Для обеспечения нужного коэффициента усиления нужна обратная связь, созданная сопротивлениями R_1 и R_2 .

Самобалансирующийся каскад с симметричным входом приведен на рисунке 4.1.



Обоснование?

Рисунок 4.1⁺ — Самобалансирующийся симметричный каскад

Коэффициент усиления такого каскада [1⁺]:

$$K_{01} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}. \quad (4.1^+)$$

$K_{01} = 10$. Значит, $R_2 = 4,5 R_1$.

Для каскада с симметричным входом и несимметричным выходом (рисунок 4.2⁺) расчет аналогичен.

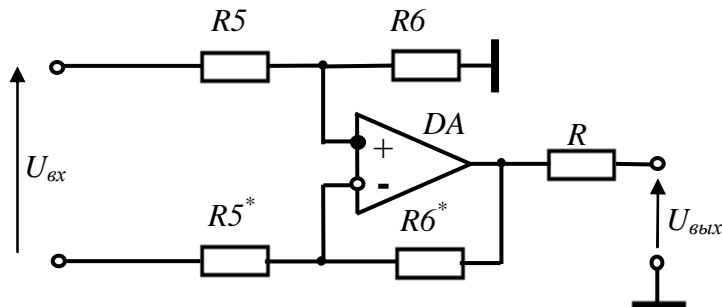


Рисунок 4.2⁺ — Каскад с симметричным входом и несимметричным выходом

Обоснование?

$$K_{02} = \frac{R6}{R5}, (K_{02}=20). \quad (4.2^+)$$

Возьмём $R5 = 100 \text{ Ом}$, тогда $R6 = 2 \text{ кОм}$.

$$R_{n\min} \geq \frac{R5 \cdot \left(R2 + \frac{R1}{2} \right)}{R5 + R2 + \frac{R1}{2}}. \quad (4.3^+)$$

Известно, что $R_{n\min} = 2 \text{ кОм}$. Решая неравенство, получим $R1 = 400 \text{ Ом}$. Тогда $R2 = 4,5 \cdot R1 = 1,8 \text{ кОм}$.

Равенство?

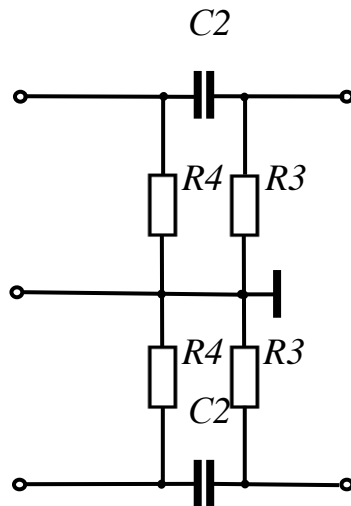


Рисунок 4.3⁺ — Входная цепь

Резистор $R4 = 10 \text{ кОм}$ (рисунок 4.3⁺) обеспечивает «стекание» статических зарядов.

Согласно техническому заданию нужно выбрать параметры входной цепи для проектируемого усилителя. Входное сопротивление усилителя определяется резистором $R3$.

Сопротивление резистора $R3$ определим по формуле:

$$R3 \cdot I_{вх}^* < u_{см}^*, \quad (4.4^+)$$

где $I_{вх}^*$ — значение входного тока для выбранного ОУ (Приложение А⁺),

$u_{см}^*$ — напряжение смещения ОУ (Приложение А⁺).

Выразим значение $R3$ (4.4⁺):

$$R3 < \frac{u_{см}^*}{i_{вх}^*}. \quad (4.5^+)$$

Получим: $R3 < \frac{5 \cdot 10^{-3} \text{ В}}{30 \cdot 10^{-9} \text{ А}} = 167 \text{ кОм}$.

Примем $R3 = 1 \text{ кОм}$.

Утверждение неверное

Выбранное условие $R3 < R4$ благоприятнее по уровню собственных шумов за счет \bar{i}_n , чем выбор $R4 < R3$.

Конденсатор C_p создает частотные искажения, уровень частотных искажений определяется величиной $M_{нС}$. Коэффициент частотных искажений на нижней граничной частоте и величина емкости конденсатора связаны следующим соотношением [5⁺, 6⁺]:

$$M_{нС} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot C \cdot f_n \cdot R} \right)^2}, \quad (4.6^+)$$

где C — величина емкости конденсатора,

R — активное сопротивление, подключенное к конденсатору.

Выражение (4.6⁺) для конденсатора C_p примет вид:

$$M_{нС_p} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot C_p \cdot f_n \cdot (R_3 + R_4)} \right)^2}. \quad (4.7^+)$$

Отсюда имеем

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi f_n^* \cdot \sqrt{M_{нС}^{*2} - 1} \cdot (R_3 + R_4)} \quad (4.8^+)$$

и получаем

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot \sqrt{1.122^2 - 1} \cdot 11 \cdot 10^3} = 2,37 \text{ мкФ}.$$

Запишем номинальные значения полученных величин:

$C1$: К52-1Б-2,4 мкФ $\pm 25\%$;

$R1$: МЛТ-0,25-390 Ом $\pm 10\%$;

$R2$: МЛТ-0,25-1,8 кОм $\pm 10\%$;

$R3$: МЛТ-0,25-1 кОм $\pm 10\%$;

$R4$: МЛТ-0,25-10 кОм $\pm 10\%$;

$R5$: МЛТ-0,25-100 Ом $\pm 10\%$;

$R6$: МЛТ-0,25-2 кОм $\pm 10\%$.

**Неверно,
не учтено сопротивление источника сигнала.**

**1) А такие выпускаются?
2) Не обеспечено
при допуске — 25 %
 $C_p \geq 2,37 \text{ мкФ}.$**

5⁺ Расчёт смещения нуля и предельного коэффициента гармоник

5.1⁺ Расчёт смещения нуля входного каскада

Для расчёта смещения нуля используется эквивалентная модель одного из плеч схемы (рисунок 5.1⁺). При этом максимальное смещение напряжения нуля на выходе придется удвоить.

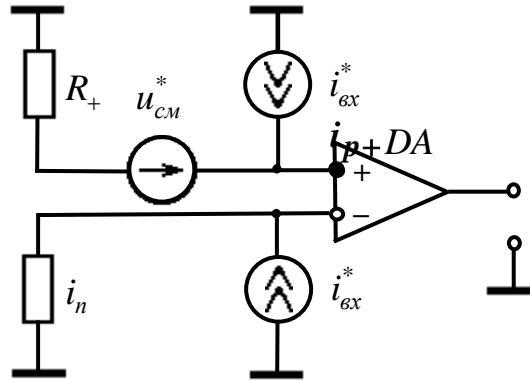


Рисунок 5.1⁺ — Модель одного плеча каскада для расчета смещения нуля, приведенного ко входу

Из справочных данных известно:

*Расчет неверен.
Ошибочно определено R_+ . Постоянный ток не пойдет через C_p .
Ошибочна будет и оценка κ_2 .*

$$U_{cm} = 5 \cdot 10^{-2} \text{ В};$$

$$\frac{\Delta U_{cm}}{\Delta T} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ В}/^\circ\text{C};$$

$$I_{ex} = 30 \cdot 10^{-9} \text{ А};$$

$$\frac{\Delta I_{ex}}{\Delta T} = \frac{\Delta I_{ex+}}{\Delta T} = \frac{\Delta I_{ex-}}{\Delta T} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ А}/^\circ\text{C}.$$

Рассчитаем смещения нуля напряжения в диапазоне рабочих температур.

$$\Delta T_{work} = 25 \text{ }^\circ\text{C};$$

$$U_{cm0ex} = \left[|U_{cm}| + I_{ex} \cdot |R_+ - R_-| \right] =$$

$$= \left[|U_{cm}| + I_{ex} \cdot \left| \frac{\left(\frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4} \right) \cdot 0.5 \cdot R_{ucm}}{\left(\frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4} \right) + 0.5 \cdot R_{ucm}} - \frac{R2 \cdot 0.5 \cdot R1}{R2 + 0.5 \cdot R1} \right| \right].$$

$$U_{см0вх} = \left[\left| 0,5 \cdot 10^{-3} \right| + 30 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{\left(\frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) \cdot 100}{\left(\frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) + 100} - \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 200}{1,8 \cdot 10^3 + 200} \right] \cong 0,503 \text{ мВ.}$$

$$\Delta U_{см0вх} = \left[\left| \frac{\Delta U_{см}}{\Delta T} \right| \cdot \Delta T_{work} + \frac{\Delta I_{вх}}{\Delta T} \cdot \Delta T_{work} \cdot |R_+ - R_-| \right] \cdot \left[\left| 20 \cdot 10^{-6} \right| \cdot 25 + \right. \\ \left. + 1 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot \frac{\left(\frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) \cdot 100}{\left(\frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) + 100} - \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 200}{1,8 \cdot 10^3 + 200} \right] = 0,5 \text{ мВ.}$$

$$U_{\Sigma см0вх} = \pm (U_{см0вх} + \Delta U_{см0вх}) = \pm \langle 0,5 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3} \rangle = \pm 0,1 \cdot 10^{-3} \text{ В.}$$

$$U_{\Sigma см0вых} = U_{\Sigma см0вх} \cdot K_0 = \pm 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = \pm 0,001 \text{ В.}$$

Так как вход симметричный, суммарное смещение нуля удваивается.

$$U_{\Sigma см0вых} = 2 \cdot U_{\Sigma см0вх} = 2 \cdot 0,001 = 0,002 \text{ В.}$$

5.2⁺ Расчёт смещения нуля выходного каскада

Для расчёта смещения нуля используем модель схемы (рисунок 5.1⁺), т.к. в таком каскаде при одинаковых R_+ и R_- основную роль в смещении напряжения нуля на выходе играет ток сдвига $i_{сдв}$ [1⁺, 3⁺, 5⁺].

Модель составлена неправильно:
1) генераторы тока $i_{вх}$ должны быть
подключены к каждому из входов ОУ;
2) должен быть не генератор $i_{вх}$,
а генератор $i_{сдв}$.

Рисунок 5.2⁺ — Эквивалентная модель выходного каскада

Рассчитаем смещения нуля напряжения в диапазоне рабочих температур.

$$\Delta T_{work} = 25 \text{ }^\circ\text{C};$$

$$U_{см0вх} = \left[|U_{см}| + I_{сдв} \cdot |R_-| \right] =$$

$$= \left[|U_{см}| + I_{сдв} \cdot \left| \frac{R5 \cdot R6}{R5 + R6} \right| \right] =$$

$$= \left[\left| 0,5 \cdot 10^{-3} \right| + 30 \cdot 10^{-9} \cdot \left| \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 0,1 \cdot 10^3} \right| \right] \cong 0,503 \text{ мВ}.$$

$$\Delta U_{см0вх} = \left[\left| \frac{\Delta U_{см}}{\Delta T} \right| \cdot \Delta T_{work} + \frac{\Delta I_{вх}}{\Delta T} \cdot \Delta T_{work} \cdot |R_-| \right] =$$

$$= \left[\left| 20 \cdot 10^{-6} \right| \cdot 25 + 1 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot \left| \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 0,1 \cdot 10^3} \right| \right] = 0,5 \text{ мВ}. \Rightarrow$$

$$U_{\Sigma см0вх} = \pm (U_{см0вх} + \Delta U_{см0вх}) = \pm \langle 0,5 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3} \rangle = \pm 0,1 \text{ мВ}.$$

$$U_{\Sigma см0вых} = U_{\Sigma см0вх} \cdot K_{01} = \pm 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = \pm 2 \text{ мВ}.$$

???

Напряжение смещения нуля на выходе усилителя 2 мВ . Минимальная амплитуда номинального напряжения сигнала на выходе, согласно техническому заданию, составляет 100 мВ , т.е. усилитель не вносит существенные нелинейные искажения в выходной сигнал. Из этого следует, что дополнительных мер для уменьшения напряжения смещения нуля на выходе не требуется.

Предельный коэффициент ослабления синфазной помехи при идеальной балансировке плеч усилителя определяется соотношением

$$KOCФП_{\Sigma} = KOCФП_{OY} \times K_{совх}.$$

Специальная балансировка выходного каскада не производится. С учетом разброса параметров элементов реальный коэффициент ослабления синфазной помехи составляет не менее 60% от идеального:

$$KOCФП \geq 0,6 \cdot (KOCФП_{OY} + K_{совх}) = 0,6 \cdot (80 + 20) = 60 \text{ дБ}.$$

Это значение удовлетворяет требованиям ТЗ.

Утверждение голословное и неверное. Нужно учитывать разброс сопротивлений резисторов $R5$, $R6$ в каждом из плеч входного делителя окончного каскада (рис. 2.1⁺) [2⁺].

5.3⁺ Расчёт коэффициента гармоник

5.3.1⁺ Расчёт коэффициента гармоник входного каскада

Определим глубину обратной связи с помощью диаграммы Боде (рисунок 5.2).

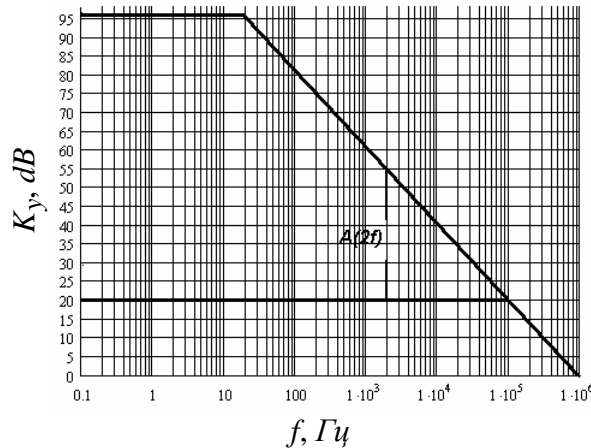


Рисунок 5.2⁺ — Диаграмма Боде для входного каскада

???

Функцию напряжения на выходе можно аппроксимировать полиномом вида [1]:

$$U_{\text{вых}} = a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 + a_4 U_1^4 + a_5 U_1^5 + \dots \quad (5.1)$$

Так как амплитудная характеристика ОУ несимметрична, преобладающими будут чётные гармоники. Следовательно, коэффициент второй гармоники ориентировочно не будет превышать

$$k_{\text{ГСПРЕД}} \approx (0.05 \dots 0.1) \cdot \sqrt{\frac{1}{(A(2f))^2} \cdot \left(\frac{U_{m2}(f)}{U_{m2}^*(f) - U_{\Sigma \text{см0вых}}} \right)^2}, \quad (5.2)$$

где U_{m2}^* — максимально достижимая амплитуда выходного напряжения ОУ при коэффициенте гармоник 1—5 %, определяемая меньшим из значений низкочастотного $U_{m2}^*(0)$ и высокочастотного $U_{m2}^*(f' = 10 \text{ кГц})$ [2].

Так как на выходе микрофонного усилителя $U_{m2}(f) = 4 \text{ В}$, то на выходе входного каскада $U_{m2} = 0,2 \sqrt{2} = 0,28 \text{ В}$ (т.к. $U_{m2} = \frac{U_{m2}}{K_{02}}$).

При максимально-допустимом выходном напряжении ОУ коэффициент гармоник составляет не более 10 %. По диаграмме Боде на рисунке 5.2 определим глубину обратной связи:

$$A(2f) = 55 - 20 = 35 \text{ дБ} \Rightarrow 56.23.$$

$$k_{ГСПРЕД} \approx 0.1 \cdot \frac{1}{(A(2f))} \cdot \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^* - U_{\Sigma см 0вых}} \right) =$$

$$= 0.1 \cdot \frac{1}{(56.23)} \cdot \left(\frac{0.28}{12 - 0.002} \right) = 0.004\% .$$

5.3.2⁺ Расчёт коэффициента гармоник выходного каскада

Определим величину обратной связи с помощью диаграммы Боде (рисунок 5.3).

Это можно было сделать и на рис. 5.2⁺. Зачем дубль рис. 5.2⁺?

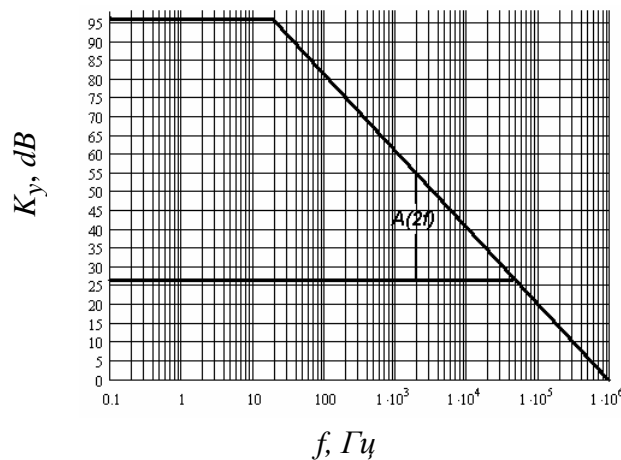


Рисунок 5.3⁺ — Диаграмма Боде для выходного каскада

$$U_{m2} = U_{вых} \cdot \sqrt{2} = 4 \cdot 1.41 = 5.7 \text{ В.}$$

$$A(2f) = 55 - 26 = 29 \text{ дБ} \Rightarrow 28,2.$$

$$k_{ГСПРЕД} \approx 0.1 \cdot \frac{1}{(A(2f))} \cdot \left(\frac{U_{m2}}{U_{m2}^* - U_{\Sigma см 0вых}} \right) =$$

$$= 0.1 \cdot \frac{1}{(28.18)} \cdot \left(\frac{5.7}{12 - 0.002} \right) = 0,2\% .$$

Суммарный предельный коэффициент гармоник двух каскадов не превышает суммы

$$k_{\Sigma ГСПРЕД} = 0,004\% + 0,2\% = 0,2\% .$$

Такой коэффициент гармоник удовлетворяет ТЗ: он не превышает 0,5 %.

6⁺ Расчёт отношения сигнал/шум

Функциональные модули усиления и обработки сигналов звукового диапазона частот в усилительном устройстве на выходе кроме усиленного сигнала имеют собственные шумы за счет тепловых шумов резисторов схемы и шумов активных элементов. Наличие этих шумов приводит к ухудшению качества воспринимаемой слушателем звуковой картины [1⁺].

Для описания шумовых свойств используется эквивалентная шумовая модель каскада (рисунок 6.1⁺).

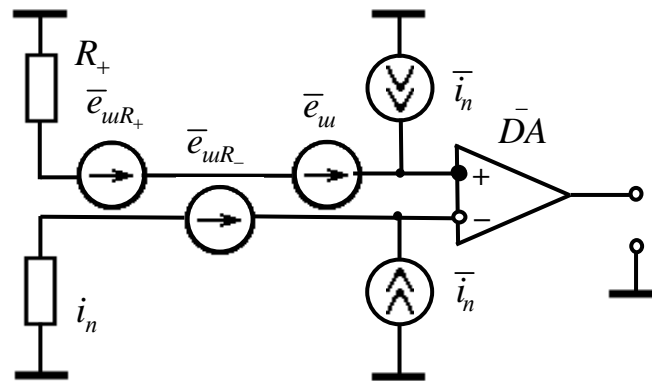


Рисунок 6.1⁺ — Эквивалентная шумовая модель каскада

Произведем оценку отношения *сигнал/шум*, используя соотношения, приведенные в [2⁺].

$$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж} / \text{град}; \quad \bar{i}_n = 5 \text{ нА} / \sqrt{\Gamma_{\text{ц}}}; \quad \bar{e}_n = 15 \text{ нВ} / \sqrt{\Gamma_{\text{ц}}};$$

$$f_0 = 50 \text{ Гц}; \quad e_{\phi} = \bar{e}_n \frac{f_0}{f}; \quad \bar{e}_u = \sqrt{\bar{e}_n^2 + \bar{e}_{\phi}^2}.$$

Входной каскад

$$R_+ = \frac{\left(\frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4} \right) \cdot 0.5 \cdot R_{\text{уст}}}{\left(\frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4} \right) + 0.5 \cdot R_{\text{уст}}}, \quad (6.1^+)$$

$$R_+ = \frac{\left(\frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) \cdot 100}{\left(\frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) + 100} = 90 \text{ Ом},$$

$$R_- = \frac{R2 \cdot 0.5 \cdot R1}{R2 + 0.5 \cdot R1}, \quad (6.2^+)$$

$$R_- = \frac{1.8 \cdot 10^3 \cdot 200}{1.8 \cdot 10^3 + 200} = 180 \text{ Ом}.$$

Эквивалентная спектральная плотность напряжения шума от всех источников, приведенная ко входу, определяется равенством:

Расчеты следует производить в соответствии с ОС ТУСУР 6.1-97*

$$\bar{e}_{ш\ вх} = \sqrt{\bar{e}_{ш}^2 + \bar{i}_n^2 \cdot (R_+^2 + R_-^2) + 4kT \cdot (R_+ + R_-)}.$$

$$\bar{U}_{ш\ вых} = \sqrt{\int_{100\ Гц}^{10\ кГц} \bar{e}_{ш\ вх}^2 \cdot K(f)^2 df} = \sqrt{\int_{100\ Гц}^{10\ кГц} \bar{e}_{ш\ вх}^2 \cdot 10^2 df} = 9 \cdot 10^{-6} \text{ В}.$$

$$c/ш = \frac{U_{\text{вых ном}}}{U_{ш\ вых}} = \frac{0.2}{9 \cdot 10^{-6}} = 2.21 \cdot 10^4; \Rightarrow c/ш = 86 \text{ дБ}.$$

Выходной каскад

Ошибочны пределы интегрирования

$$R_+ = R_- = \frac{R5 \cdot R6}{R5 + R6} =$$

$$= \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 0.1 \cdot 10^3} = 95 \text{ кОм}.$$

$$\bar{e}_{ш\ вх} = \sqrt{\bar{e}_{ш}^2 + \bar{i}_n^2 \cdot (R_+^2 + R_-^2) + 4kT \cdot (R_+ + R_-)}.$$

$$\bar{U}_{ш\ вых} = \sqrt{\int_{100\ Гц}^{10\ кГц} \bar{e}_{ш\ вх}^2 \cdot K(f)^2 df} = \sqrt{\int_{100\ Гц}^{10\ кГц} \bar{e}_{ш\ вх}^2 \cdot 20^2 df} = 1.62 \cdot 10^{-5} \text{ В}.$$

$$c/ш = \frac{U_{\text{вых ном}}}{\bar{U}_{ш\ вых}} = \frac{4\sqrt{2}}{1.62 \cdot 10^{-5}} = 2.5 \cdot 10^5; \Rightarrow c/ш = 107 \text{ дБ}.$$

Из приведенных расчетов следует, что результирующее отношение на выходе усилителя **около 85 дБ**, т.к. доля второго каскада в ухудшении отношения **сигнал/шум** составляет около **1 дБ**. Это соответствует требованиям к аппаратуре второй группы сложности.

Следовало провести расчет корректнее, с учетом вклада шумов обоих каскадов.

7+. Моделирование усилителя

Результаты моделирования частотных характеристик в пределах, определенных техническим заданием.

Цель? Какие параметры проверяются? Почему?

АЧХ микрофонного усилителя

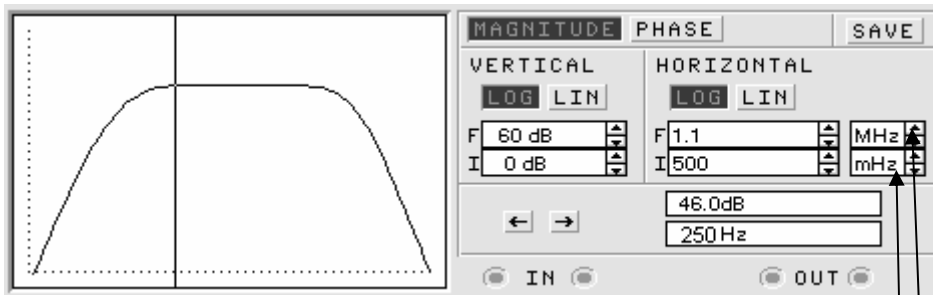


Рисунок А.1⁺ — АЧХ микрофонного усилителя ($f = 250 \text{ Гц}$, $K_y = 46 \text{ дБ}$)

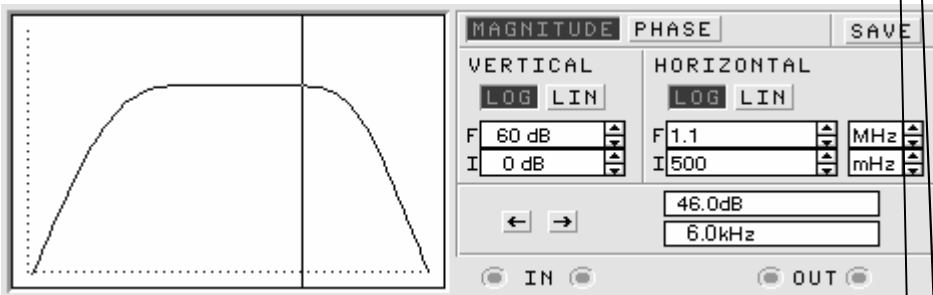


Рисунок А.2⁺ — АЧХ микрофонного усилителя ($f = 6.0 \text{ кГц}$, $K_y = 46 \text{ дБ}$)

ФЧХ микрофонного усилителя

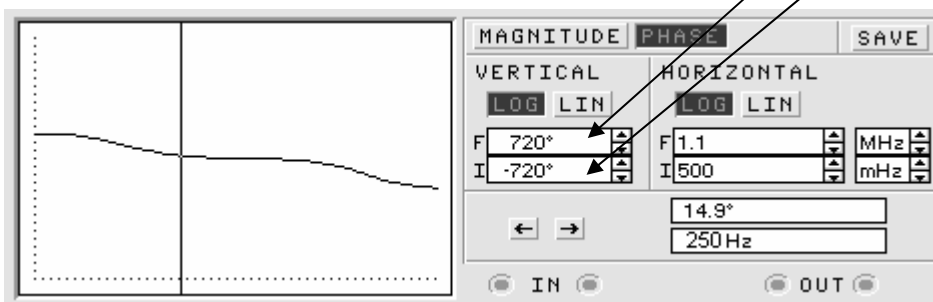


Рисунок А.3⁺ — ФЧХ микрофонного усилителя
($f = 250 \text{ Гц}$, $\Phi = 14,9^\circ$)

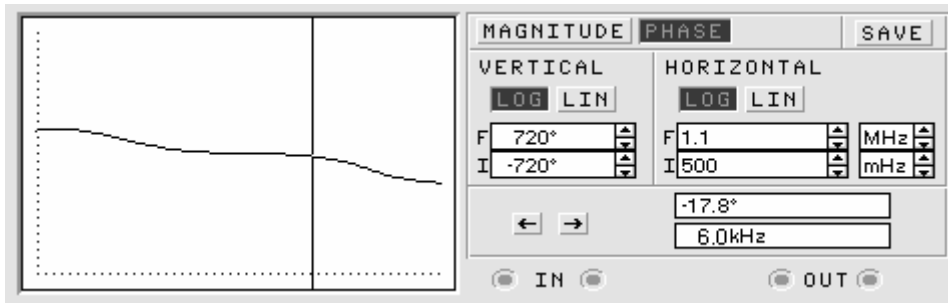


Рисунок А.4⁺ — ФЧХ микрофонного усилителя ($f = 6.0\text{kHz}$, $\varphi = -17,8^\circ$).

Результаты моделирования подтверждают соответствие характеристик требованиям ТЗ.

- 1) Соответствие каких параметров? Всех?
- 2) Почему не обработаны результаты моделирования?

8⁺ Заключение

Спроектирован микрофонный усилитель для электродинамического микрофона МД-78 со следующими параметрами:

- коэффициент усиления 46 дБ,
- коэффициент гармоник не превышает 0,5 % в рабочей полосе частот от 50 Гц до 10 кГц,
- напряжение источника питания усилителя ± 15 В,
- отношение сигнал/шум — не менее 86 дБ.

Усилитель удовлетворяет требованиям технического задания, прост в реализации, соответствует второй группе сложности аппаратуры звуковоспроизведения и может быть рекомендован для использования.

Список использованных источников⁺

1. Колесов И.А. Усилительные устройства бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие. — Томск: ТМЦДО, 2003 — 79 с.
2. Колесов И.А. Усилительные устройства бытовой радиоэлектронной аппаратуры: Учебное методическое пособие. — Томск: Издательство НТЛ, 2003. — 292 с.
3. Каратаева Н.А. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие. — Томск: ТМЦДО, 2001. — Ч.1. — 260 с.
4. Сидоров И.Н, Димитров А.А. Микрофоны и телефоны: Справочник. — М.: Радио и Связь, 1993 — 152 с.
5. П. Шкритек. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. — М.: Мир, 1991. — 446 с.
6. Павлов В.Н, Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. — М.: Горячая линия, Телеком, 2003. — 320 с.

***В списке нет ни одного источника,
по которому можно выбрать:
микрофон, ОУ, резисторы, конденсаторы!***

Приложение А⁺
(справочное)

Справочные данные операционного усилителя 140УД6А

Таблица А.1 — Справочные данные операционного усилителя 140УД6А

Буквенное обозначение	Параметр	Значение	Единица измерения
K_0	Коэффициент усиления	70	В/мВ
$U_{см}$	Напряжение смещения	5	10^{-2} В
$\Delta U_{тсм}$	Дрейф напряжения смещения	20	мкВ/°С
I_{ex}	Входной ток	30	нА
E_n	Напряжение питания	+/- 15	В
I_n	Потребляемый ток	2,8	мА
$KOCФП$	Коэффициент ослабления синфазной помехи	80	дБ
f_1	Частота единичного усиления	1	МГц
$R_{н min}$	Минимально допустимое сопротивление нагрузки	2	кОм
$U_{вых.max}$	Максимальное выходное напряжение	12	В
V_{max}	Максимальная скорость нарастания выходного напряжения	2,5	В/мкс

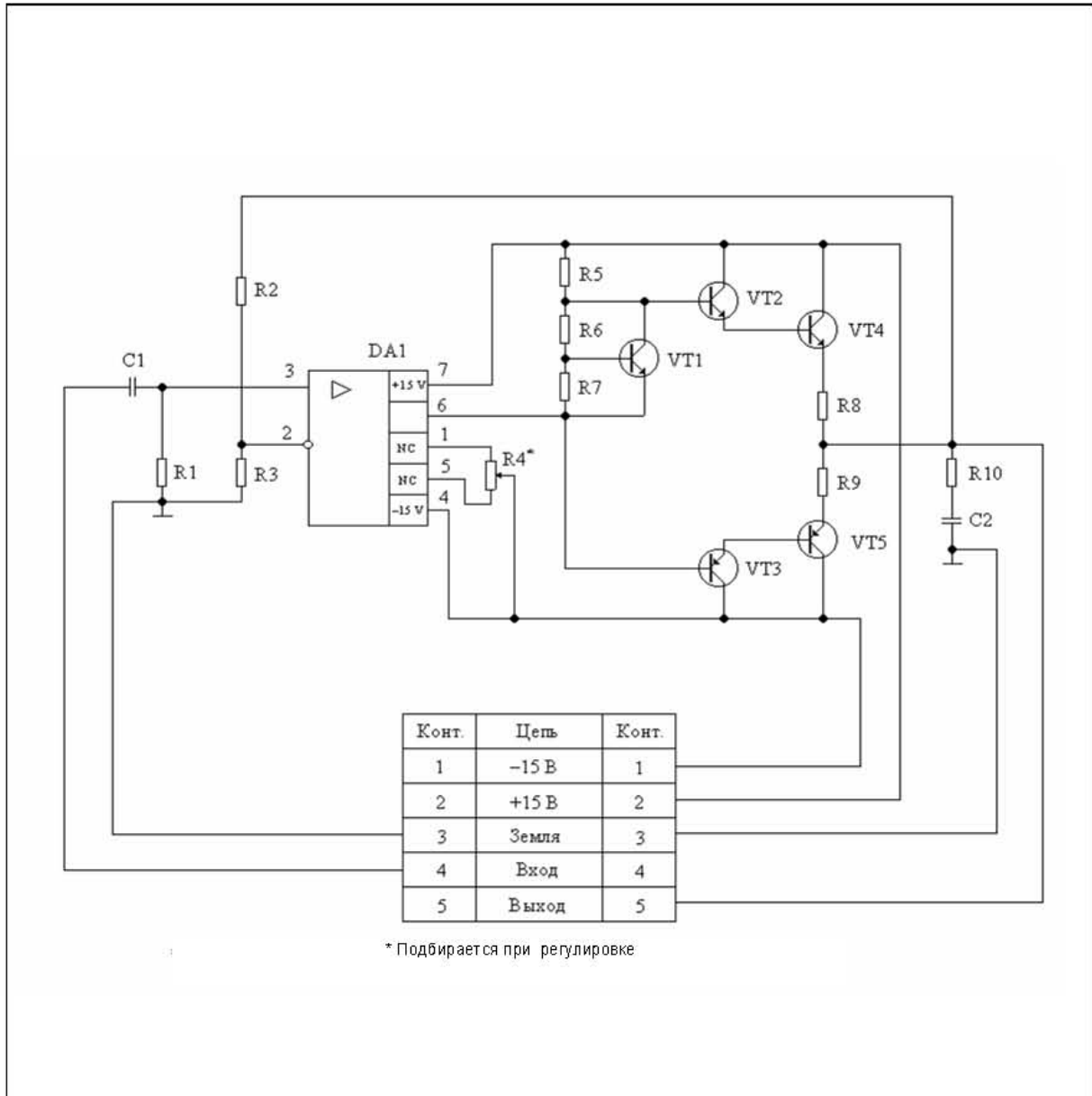
Приложение Б⁺
(справочное)

Параметры микрофона МД78-А

Таблица — Параметры микрофона МД78-А

Диапазон рабочих частот, Гц	40...15000
Чувствительность по свободному полю на частоте 1000 Гц, мВ/Па	1.2
Неравномерность АЧХ, дБ	7
Характеристика направленности	кардиоида
Модуль полного электрического сопротивления, Ом	200

П.2.6 Пример принципиальной электрической схемы



РТФ КП. 468730. 001Э3

Изм.	Лист	№ докум	Подп.	Дата	Лит.	Масса	Масштаб
Разраб.		Островский Р.С.					
Пров.		Колесов И.А.					
Т.контр.					Лист 31	Листов 32	
Н.контр.					ТУСУР РТФ каф.СРС гр.1В1		
УТВ.							

**Усилитель мощности
низкочастотный**
Схема электрическая
принципиальная

П.2.7 Пример перечня элементов

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	<u>Конденсаторы</u>		
C1	K53-1 – 16 – 2.7мкФ ± 10% ОЖО.464.023 ТУ	1	
C2	K53-1 – 16 – 0.1мкФ ± 10% ОЖО.464.023 ТУ	1	
DA1	Микросхема КР140УД8Г БКО.358.150 ТУ	1	
	<u>Резисторы</u>		
R1	МЛТ – 0.125 – 10кОм ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
R2	МЛТ – 0.125 – 2.8кОм ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
R3	МЛТ – 0.125 – 30 Ом ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
R4	РП1-48 – 1 – 100кОм ± 10% ОЖО.468.383 ТУ	1	
R5	МЛТ – 0.25 – 1.3кОм ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
R6	МЛТ – 0.125 – 4.5кОм ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
R7	МЛТ – 0.125 – 1.6кОм ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
R8, R9	C5-5 – 5 – 1 Ом ± 2% ОЖО.467.505 ТУ	2	
R10	МЛТ – 1 – 4.02 Ом ± 2% ГОСТ 7113-77	1	
	<u>Транзисторы</u>		
VT1	КТ315Б ЖК 3.365.200 ТУ	1	
VT2	КТ815А аА 0.336.185 ТУ	1	
VT3	КТ814А аА 0.336.184 ТУ	1	
VT4	КТ819БМ аА 0.365.189 ТУ	1	
VT5	КТ818БМ аА 0.365.188 ТУ	1	
РТФ КП. 468730. 001ПЭЗ			
Изм	Лист	№ докум	Подп
Разраб.		Островский	
Пров.		Колесов И.А.	
Т.контр			
Н.контр			
Утв.			
		Усилитель мощности низкочастотный Перечень элементов	
		Лит.	Масса
		Лист 32	Листов 32
ТУСУР РТФ каф.СРС гр.1В1			

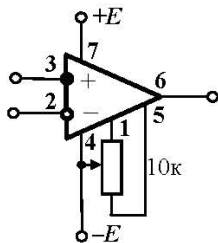
ПРИЛОЖЕНИЕ 3

П.3 Справочные данные некоторых операционных усилителей

Замечание. В приведенных ниже справочных данных приняты умолчания, обычные для справочной литературы [8—10].

140УД6А, Б — операционные усилители общего применения с внутренней коррекцией АЧХ на биполярных транзисторах
(Зарубежный аналог 1456С)

Параметр	Значение 140УД6А/ Б
Диапазон напряжений питания, $\pm E$, В	± 5 — ± 18
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{НОМ}}$, В	± 15
Ток питания $I_{\text{ПИТ}}$, мА	2,8
Диапазон температур среды, $^{\circ}\text{C}$	— +
Коэффициент усиления K_o , тыс.	70/50
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	5/8
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	20/40
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	30/50
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	1/2
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	10/15
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	0,1/0,5
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	2/1
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, Ом	150
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	12
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, кГ, %	—
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мах}}$, В	10
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	80/70
Частота единичного усиления f_1 , МГц	1
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мах}}$, В/мкс	2,5/2
Минимально допустимое сопротивление нагрузки, кОм	2
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	—
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_o , Гц	—
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , пА/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	—
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	—

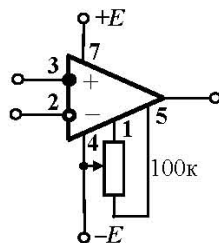


Резистор указанного номинала **включается в случае необходимости** компенсировать смещение нуля на выходе ОУ в одной из точек диапазона рабочих температур.

Рис. ПЗ.1 — Схема включения 140УД6А/ Б

**140УД7 — операционный усилитель общего применения
с внутренней коррекцией АЧХ на биполярных транзисторах**
(Зарубежный аналог $\mu A741$)

Параметр	Значение
Диапазон напряжений питания, E , В	± 5 — ± 20
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{ном}}$, В	± 15
Ток питания $I_{\text{пит}}$, мА	4
Коэффициент усиления K_o , тыс.	45
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	5
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	50
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	500
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	50
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	0,5
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх,диф}}$, МОм	0,4
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, Ом	150
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	10,5
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, к $_{\Gamma}$, %	—
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мах}}$, В	7
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	70
Частота единичного усиления f_1 , МГц	0,8
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мах}}$, В/мкс	0,3
Минимально допустимое сопротивление нагрузки, кОм	2
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	25
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_o , Гц	10^3
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , пА/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	4
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	10^3

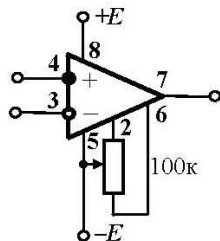


Резистор указанного номинала **включается в случае необходимости** компенсировать смещение нуля на выходе ОУ в одной из точек диапазона рабочих температур.

Рис. П3.2 — Схема включения 140УД7

**140УД8А/Б — операционный усилитель общего применения
с внутренней коррекцией АЧХ на полевых транзисторах**
(Зарубежный аналог TL081)

Параметр	Значение 140УД8 А/Б
Диапазон напряжений питания, E , В	± 6 — ± 18
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{ном}}$, В	± 15
Ток питания $I_{\text{пит}}$, мА	5
Коэффициент усиления K_o , тыс.	50
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	20/100
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/°С	50/100
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	0,2
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/°С	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	0,15
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/°С	0,02
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	10^3
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, Ом	200
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	10
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, кГ, %	0,3
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мах}}$, В	10
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	64
Частота единичного усиления f_1 , МГц	1
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мах}}$, В/мкс	5/10
Минимально допустимое сопротивление нагрузки, кОм	2
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/Гц ^{1/2}	18
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_o , Гц	100
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , фА/Гц ^{1/2}	—
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	—

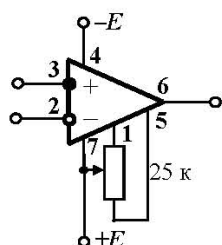


Резистор указанного номинала включается в случае необходимости компенсировать смещение нуля на выходе ОУ в одной из точек диапазона рабочих температур.

Рис. ПЗ.3 — Схема включения 140УД8 А/Б

LF 155/156/157 — малошумящие операционные усилители общего применения с внутренней коррекцией АЧХ, со входными каскадами на полевых транзисторах
(Отечественные аналоги 147 УД29, 1424 УД3, 1417 УД54А/Б)

Параметр	Значение LF 155/6/7
Диапазон напряжений питания, $\pm E$, В	± 5 — ± 20
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{ном}}$, В	± 15
Ток питания $I_{\text{пит}}$, мА	2,8/3/7
Диапазон температур среды, $^{\circ}\text{C}$	$-55 \dots +125$
Коэффициент усиления K_o , тысяч не менее	2×10^3
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	1
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	3
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	30
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	—
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	10^6
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, Ом	—
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	13
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, кГ, %	1
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мах}}$, В	10
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	85
Частота единичного усиления f_1 , МГц	2,5/5/20
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мах}}$, В/мкс	5
Минимально допустимое сопротивление нагрузки, кОм	2
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	20/12/12—
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_o , Гц	100
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , пА/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	0,005
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	100

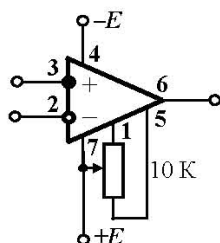


Резистор указанного номинала **включается в случае необходимости** компенсировать смещение нуля на выходе ОУ в одной из точек диапазона рабочих температур.

Рис. ПЗ.4 — Схема включения LF 155/ LF 156/ LF 157

ОР-27/37 — малощумящие прецизионные операционные усилители общего применения с внутренней коррекцией АЧХ на биполярных транзисторах
(Отечественные аналоги 1470УД25, 140 УД26)

Параметр	Значение ОР-27/37
Диапазон напряжений питания, $\pm E$, В	—
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{НОМ}}$, В	± 15
Ток питания $I_{\text{ПИТ}}$, мА	5
Диапазон температур среды, $^{\circ}\text{C}$	$-55 \dots +125$
Коэффициент усиления K_o , тысяч	2×10^3
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	10^{-3}
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	0,2
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	20/14
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	15/10
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	1
Выходное сопротивление $R_{\text{вых.}}$, Ом	—
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	12
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, кГ, %	—
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мах}}$, В	10
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOCФП$, дБ	126
Частота единичного усиления f_1 , МГц	8/63
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мах}}$, В/мкс	2,8/17
Минимально допустимое сопротивление нагрузки, кОм	2
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/Гц $^{1/2}$	3
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_o , Гц	2,7
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , пА/Гц $^{1/2}$	0,4
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	140
Частота второго полюса диаграммы Боде равна f_1	

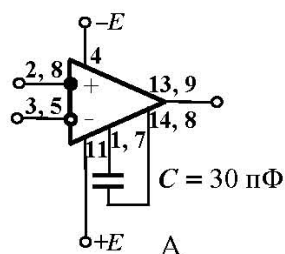


Резистор указанного номинала включается в случае необходимости компенсировать смещение нуля на выходе ОУ в одной из точек диапазона рабочих температур.

Рис. ПЗ.5 — Схема включения ОР-27/37

**157УД3/4 — малошумящие операционные усилители
для аппаратуры усилителей звуковой частоты на биполярных транзисторах**

Параметр	Значение 157УД3/4
Диапазон напряжений питания, $\pm E$, В	± 2 — ± 18
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{НОМ}}$, В	± 15
Ток питания $I_{\text{ПИТ}}$, мА	7
Диапазон температур среды, $^{\circ}\text{C}$	$-25 \dots +70$
Коэффициент усиления K_o , тысяч	50
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	3
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	50
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	$500/2 \times 500$
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	150
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	5
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	1
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, Ом	200
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	13
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, кГ, %	—
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мак}}$, В	$\pm 8,5$
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	70
Частота единичного усиления f_1 , МГц (при емкости внешнего корректирующего конденсатора $C = 30$ пФ)	1
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мак}}$, В/мкс	0,5
Минимально допустимое сопротивление нагрузки, кОм	2
Суммарное напряжение шума, приведенное ко входу в полосе звуковых частот, $\bar{e}_{\text{ш.вх}}$, мкВ	2
Количество ОУ (каналов усиления в одном корпусе)	2/1



Для двухканального 157УД3 первая цифра в нумерации выводов микросхемы относится к первому ОУ, через запятую вторая — ко второму ОУ.

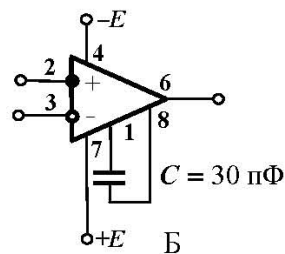


Рис. ПЗ.6 — Схемы включения 157УД3 (а), 157УД4 (б)

**1432УД2А/Б — сверхширокополосные операционные усилители
с внутренней коррекцией АЧХ
(Зарубежный аналог ОРА622)**

Параметр	Значение 1432УД2 А/Б
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{ном}}$, В	$\pm 15/\pm 5$
Ток питания в режиме молчания $I_{\text{пит}}$, мА	10/7
Ток питания в режиме максимального гармонического сигнала $I_{\text{пит. max}} \approx I_{\text{пит}} + \frac{2}{\pi} \times \frac{U_{m2}(0)}{R_{\text{H}}}$, мА	70/25
Диапазон температур среды, $^{\circ}\text{C}$	$-45 \dots +85$
Коэффициент усиления K_0 , тысяч	1
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	15/10
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}}/dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	50
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, мкА	10
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, мкА	5/3
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}}/dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	2
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, Ом	10
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$	10/3
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, кГ, %	—
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф.мах}}$, В	10/2,5
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	60
Частота единичного усиления f_1 , МГц	120/100
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{мах}}$, В/мкс	800/400
Сопротивление нагрузки, R_{H} , Ом	50
Допустимая емкость нагрузки, пФ	10
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	10
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_0 , Гц	500
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , пА/ $\Gamma\text{ц}^{1/2}$	—
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	—

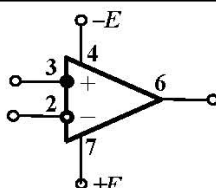


Рис. ПЗ.7 — Схема включения 1432УД2А/Б

**НА-2539 — широкополосный операционный усилитель
с высокой скоростью нарастания, с внутренней коррекцией АЧХ**

Параметр	Значение
Номинальное напряжение питания, $E_{\text{ном}}$, В	± 15
Ток питания в режиме молчания $I_{\text{пит.}}$, мА	20
Ток питания в режиме максимального гармонического сигнала $I_{\text{пит. max}} \approx I_{\text{пит}} + \frac{2}{\pi} \times \frac{U_{m2}(0)}{R_n}, \text{ мА}$	50...70
Диапазон температур среды, $^{\circ}\text{C}$	-60...+125
Коэффициент усиления K_o , тысяч	15
Входное напряжение смещения $u_{\text{см}}$, мВ	15
Дрейф входного напряжения смещения $du_{\text{см}} / dT$ мкВ/ $^{\circ}\text{C}$	20
Входной ток смещения $i_{\text{вх}}^*$, нА	25
Дрейф входного тока смещения $di_{\text{вх}} / dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Разность входных токов смещения $i_{\text{сдв}}$, нА	8
Дрейф разности входных токов смещения $di_{\text{сдв}} / dT$, нА/ $^{\circ}\text{C}$	—
Дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, МОм	10
Выходное сопротивление $R_{\text{вых.}}$, Ом	30
Амплитуда максимального выходного напряжения $U_{m2}(0)$, В	12
Коэффициент гармоник при максимальном значении $U_{m2}(f)$, k_r , %	—
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{\text{вх.сф. max}}$, В	10
Коэффициент ослабления синфазной помехи $KOC\Phi\Pi$, дБ	60
Частота единичного усиления f_1 , МГц	600
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения V_{max} , В/мкс	600
Сопротивление нагрузки, R_n , Ом	—
Допустимая емкость нагрузки, пФ	—
Спектральная плотность ЭДС шума, приведенная ко входу $\bar{e}_{\text{ш}}$, нВ/ $\text{Гц}^{1/2}$	6
Частота сопряжения напряжения фликкер-шума f_o , Гц	100
Спектральная плотность входного шумового тока \bar{i}_n , пА/ $\text{Гц}^{1/2}$	2
Частота сопряжения входного фликкершумового тока f_{oi} , Гц	300

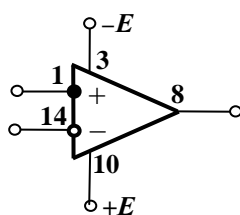


Рисунок ПЗ.8 — Схема включения НА-2539

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

П.4 Ряды номинальных значений для резисторов и конденсаторов

Таблица П.1.1 — Ряды предпочтительных номинальных значений для резисторов и конденсаторов по ГОСТ 28 884-90 [14]

Ряд	Допуск	<i>Номинал = Значение × 10ⁿ, где n — целое число</i>
E96	±1%	1,00; 1,02; 1,05 ;1,07; 1,10; 1,13; 1,15; 1,18; 1,21; 1,24; 1,27; 1,30; 1,33; 1,37; 1,40; 1,43; 1,47; 1,50; 1,54; 1,58; 1,62; 1,65; 1,69; 1,74; 1,78; 1,82; 1,87; 1,91; 1,96; 2,00; 2,05; 2,10; 2,15; 2,21; 2,26; 2,32; 2,37; 2,43; 2,49; 2,55; 2,61; 2,67; 2,74; 2,80; 4,64; 2,87; 2,94; 3,01; 3,09; 3,16; 3,24; 3,32; 3,40; 3,48; 3,57; 3,65; 3,83; 3,74; 3,83; 3,92; 4,02; 4,12; 4,22; 4,32; 4,42; 4,53; 4,64; 4,75; 4,87; 4,87; 4,99; 5,11; 5,23; 5,36; 5,49; 5,62; 5,76; 5,90; 6,04; 6,19; 6,34; 6,49; 6,65; 6,81; 6,98; 7,15; 7,32; 7,50; 7,68; 7,87; 8,06; 8,06; 8,25; 8,45; 8,66; 8,87; 9,09; 9,31; 9,53; 9,76
E48	±2%	1,00; 1,05; 1,10 ;1,15; 1,21; 1,27; 1,33; 1,40; 1,47; 1,54; 1,62; 1,69; 1,78; 1,87; 1,96; 2,05; 2,15; 2,26; 2,37; 2,49; 2,61; 2,74; 2,87; 3,01; 3,16; 3,32; 3,48; 3,65; 3,83; 4,02; 4,22; 4,42; 4,64; 4,87; 5,11; 5,36; 5,62; 5,90; 6,19; 6,49; 6,65; 6,81; 7,15; 7,50; 7,87; 8,25; 8,66; 9,09; 9,53
E24	±5 %	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1
E12	±10 %	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2
E6	±20 %	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8
E3	> ±20%	1,0; 2,2; 4,7

Прецизионные резисторы выпускаются с допусками ±1% , ±0,5% , ±0,25% , ±0,1% и т.д. до 0,001% [11—14].

Электролитические конденсаторы выпускаются с номиналами:
1; 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000; 10000, 15000 мкФ и далее по ряду E3 до 470 000 мкФ [11—13].

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

П.5 Резисторы постоянные, переменные (непроволочные). Краткие справочные данные [11]

Таблица П.5.1 — Резисторы постоянные С2-23 (ОЖО.467.104.ТУ), неизолированные, общего применения, с металлодиэлектрическим проводящим слоем. Предназначены для навесного и печатного монтажа, для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного токов в диапазоне рабочих температур среды от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+155\text{ }^{\circ}\text{C}$

Тип резистора	Номинальная мощность, Вт	Пределы номинальных сопротивлений, Ом	Допуски	Масса, г.
С2-23	0,062	$10 \dots 10^5$	$\pm 1\%$; $\pm 2\%$; $\pm 5\%$; $\pm 10\%$	0,12
	0,125	$1 \dots 3,01 \cdot 10^6$		0,125
	0,25	$1 \dots 5,11 \cdot 10^5$		0,25
	0,5	$1 \dots 5,1 \cdot 10^5$		1,0
	1,0	$1 \dots 10 \cdot 10^6$		2,0
	2,0	$1 \dots 10 \cdot 10^6$		3,5

Пример описания резистора в перечне элементов к принципиальной схеме:

С2-23-0,062-1,0 кОм $\pm 10\%$ — ОЖО.467.104.ТУ.

Таблица П.5.2 — Резисторы переменные непроволочные (лакопленочные, композиционные), переменные (СПЗ-16б, СПЗ-33-32 — *регулируемые*, СПЗ-16в — *подстроечные*), предназначены для печатного монтажа. Рабочие температуры среды:

для СПЗ-16б, в (ОЖО.468.363.ТУ) от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$;

для СПЗ-33-32 (ОЖО.468.134.ТУ) от $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$

Тип резистора	Номинальная мощность, Вт	Пределы номинальных сопротивлений, Ом	Допуски, %	Функциональная характеристика Габариты, мм ³
СПЗ-16б	0,125	$1 \cdot 10^3 \dots 220 \cdot 10^3$	$\pm 10; \pm 20\%$	А 11,7×11,7×22
		$220 \cdot 10^3 \dots 1 \cdot 10^6$	$\pm 20; \pm 30\%$	
СПЗ-16в	0,5	$1 \cdot 10^3 \dots 220 \cdot 10^3$	$\pm 10; \pm 20\%$	А 11,7×11,7×(22,5...26)
		$220 \cdot 10^3 \dots 1 \cdot 10^6$	$\pm 20; \pm 30\%$	
СПЗ-33-32	0,125	$1 \cdot 10^3 \dots 220 \cdot 10^3$	$\pm 10; \pm 20\%$	Б, В, С 23×16×(22,...60)
		$220 \cdot 10^3 \dots 1 \cdot 10^6$	$\pm 20; \pm 30\%$	

Пример описания резистора в перечне элементов к принципиальной схеме:
СПЗ-16-0,125-1,0 кОм $\pm 10\%$ — ОЖО.468.363.ТУ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

П.6 Конденсаторы постоянной емкости и подстроечные. Краткие справочные данные [11]

Таблица П.6.1 — *Конденсаторы КТ4-35* — керамические, *подстроечные* для печатного монтажа (ТУ 11 — ОЖО.460.218.ТУ-88). Конденсаторы предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного токов в диапазоне рабочих температур среды от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$

Тип конденсатора	Номинальное рабочее напряжение, В	Пределы изменения емкостей подстройки, пФ	Допуски, стандартные ряды	Габариты, мм ³
КТ4-35	50	0,6...3,0	$\pm 10\%$, E12	До 5×4×6,5
		1...5		
		2...10		

Пример описания конденсатора в перечне элементов:

КТ4-35-50В-1...5 пФ $\pm 10\%$ — ТУ 11 — ОЖО.460.218.ТУ-88.

Таблица П.6.2 — *Конденсаторы постоянной емкости*, керамические монолитные, с лужеными выводами, для печатного монтажа. Предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного токов. Диапазон рабочих температур среды для К10-9 от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, для К10-17 от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Допуски; стандартные ряды	Габариты, мм ³
К10-9	25	$2,2...470 \cdot 10^3$	$\pm 5\%$, $\pm 10\%$; $\pm 20\%$ E24, E12, E6	От 2×2×1 до 5,5×5×5,5
К10-17	50	$22...39 \cdot 10^3$	$\pm 5\%$, $\pm 10\%$; $\pm 20\%$ E24, E12, E6	От 1×0,6×1,3 до 9×5×11,5
		$470...470 \cdot 10^3$	$\pm 50\%$	
		$2200...1,510^6$	$+80\%$ -20%	
К10-43	50	$21,5...44,2 \cdot 10^3$	$\pm 1\%$; $\pm 2\%$ $\pm 5\%$; E96, E48, E24	От 4,8×6,5×8,2 до 12×6,5×15,5

Примеры описания конденсаторов в перечне элементов:
 К10-9-25 В-470 нФ \pm 10 % — ТУ 11 — ОЖО.460.068.ТУ-86,
 К10-17-50 В-470 нФ \pm 50 % — ТУ 11 — ОЖО.460.170.ТУ-86,
 К10-43-50 В-100 нФ \pm 2 % — ТУ 11 — ОЖО.464.145.ТУ-86.

Таблица П.6.3 — *Конденсаторы постоянной емкости*, оксидно-электролитические, алюминиевые, с аксиальными выводами. Предназначены для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов. Диапазон рабочих температур среды от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуски; стандартные ряды	Габариты, мм ³
К50-15-1 полярный	6,3	68...680	+80 % -20 %	От 9×9×20 до 12×12×35
	16	47...680		
	25	33...330		
	50	100		
К50-15-2 неполярный	25	22...100	+80 % -20 %	От 9×9×20 до 12×12×35
	50	10...47		

Пример описания конденсатора в перечне элементов:
 К50-15-2-25 В-100 мкФ $^{+80}_{-20}$ % — ТУ 11 — ОЖО.464.120.ТУ-86.

Таблица П.6.4 — *Конденсаторы постоянной емкости*, оксидно-полупроводниковые, неполярные, ниобиевые, герметизированные, с аксиальными выводами. Предназначены для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов. Диапазон рабочих температур среды от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуски; стандартные ряды	Габариты, мм ³
К53-4а неполярный	6,3	68...680	+80 % -20 %	От 9×9×20 до 12×12×35
	16	47...680		
	25	33...330		
	50	100		
	50	10...47		

Пример описания конденсатора в перечне элементов:
 К53-4а-16 В-47,0 мкФ $^{+80}_{-20}$ % — ТУ 11 — АДПК 673547.003-93484.465.ТУ-93.

Таблица П.6.5 — *Конденсаторы постоянной емкости*, оксидно-полупроводниковые, титановые, защищенные, полярные, герметизированные, с аксиальными выводами. Предназначены для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов. Диапазон рабочих температур среды от -60°C до $+85^{\circ}\text{C}$

Тип конденсатора	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Допуски; стандартные ряды	Габариты, мм ³
К53-18-1 неполярный	6,3	1,0...3,3	±10 %; ±20 % ±30 %; E12, E6, E3	От 3.2×3.2×7,5 до 9×9×21
	16	0,68...2,2		
	20	0,47...1,5		
	30	0,33...1,0		
	40	0,033...0,15		

Пример описания конденсатора в перечне элементов:

К53-18-20 В-1,5 мкФ ± 30 % — ТУ 11 — АДПК 673546.ТУ-93.