

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ  
Федеральное государственное образовательное бюджетное  
учреждение высшего профессионального образования  
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ  
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ  
им. проф. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»

---

*А. Г. Алексеев, П. В. Климова, В. А. Юрова*

**СХЕМОТЕХНИКА  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ  
УСТРОЙСТВ**

**Обеспечение устойчивости  
операционных усилителей**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

**СПб ГУТ))**

**Санкт-Петербург  
2014**

УДК 621.375(075.8)

ББК 32.842–5я73

А47

Рецензенты:

кандидат технических наук, профессор кафедры РТС СПбГУТ

*В. Н. Жемчугов,*

доктор технических наук, профессор кафедры ЭУТ ЛЭТИ

*В. М. Цаплев*

*Утверждено редакционно-издательским советом СПбГУТ*

*в качестве учебного пособия*

**Алексеев, А. Г.**

**А47** Схемотехника телекоммуникационных устройств. Обеспечение устойчивости операционных усилителей : учебное пособие / А. Г. Алексеев, П. В. Климова, В. А. Юрова. – СПб. : СПбГУТ, 2014. – 56 с.

Написано в соответствии с учебной программой дисциплины «Схемотехника телекоммуникационных устройств».

Излагаются вопросы обеспечения надежной работы интегральных операционных усилителей. Рассматриваются принципы построения двух- и трехкаскадных схем канонических ОУ, отмечаются общие схемотехнические решения во всех интегральных усилителях. Объясняются причины утраты устойчивой работы микросхем при охвате их глубокой обратной связью. Подробно излагаются методы оценки устойчивости по годографу Найквиста и диаграммам Боде. Обсуждаются приемы увеличения запасов устойчивости, особенности частотной коррекции в схемах ОУ и компенсации фазового сдвига в цепях обратной связи.

Предназначено для бакалавров, обучающихся по направлению 11.03.01 «Радиотехника».

**УДК 621.375(075.8)**

**ББК 32.842–5я73**

© Алексеев А. Г., Климова П. В., Юрова В. А., 2014

© Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», 2014

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>1. Операционные усилители.....</b>	<b>4</b>
1.1. Время интегральных операционных усилителей.....	4
1.2. Структура операционных усилителей.....	5
1.3. Схемотехнические решения классических ОУ.....	6
1.4. Другие структуры ОУ.....	11
<b>2. Использование ОУ в схемах с ОС.....</b>	<b>13</b>
2.1. Функционирование схем усилителей с ОС.....	13
2.2. Основные схемы включения ОУ.....	15
2.3. Расчеты коэффициентов усиления.....	16
2.4. Работа ОУ в диапазоне частот.....	18
<b>3. Самовозбуждение усилителей в схемах с ОС.....</b>	<b>19</b>
3.1. Исследование ОУ с помощью годографа петлевого усиления.....	21
3.2. Запасы устойчивости.....	23
<b>4. Диаграммы Боде.....</b>	<b>25</b>
4.1. Частотные характеристики ОУ с одним полюсом.....	26
4.1.1. Усилительный каскад с однополюсной функцией передачи ОУ и ОС.....	28
4.2. Частотные характеристики ОУ с двумя полюсами.....	31
4.2.1. Частотные характеристики ОУ с двумя полюсами с ОС....	32
4.3. Частотные характеристики ОУ с тремя полюсами.....	33
4.3.1. Частотные характеристики ОУ с тремя полюсами с ОС...	34
4.3.2. Условие устойчивости и предельная глубина ОС.....	35
4.4. Оценка устойчивости по диаграммам Боде.....	35
4.5. Определение запасов устойчивости по Боде.....	37
4.5.1. Операционный повторитель.....	39
4.6. Характеристика неустойчивого ОУ.....	40
<b>5. Частотная коррекция.....</b>	<b>43</b>
5.1. Частотная коррекция ОУ.....	43
5.1.1. Схема коррекции <i>RC</i> -цепью.....	44
5.1.2. Коррекция, основанная на эффекте Миллера.....	46
5.1.3. Коррекция по методу параллельных каналов.....	48
5.2. Коррекция в цепи ОС.....	50
5.2.1. Компенсация большой емкости нагрузки.....	50
5.2.2. Компенсация паразитных емкостей.....	52
<b>Список литературы.....</b>	<b>54</b>

# 1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

## 1.1. Время интегральных операционных усилителей

Интегральные усилители почти всюду вытеснили своих предшественников, собранных на дискретных транзисторах.

Выполненные в виде интегральных микросхем (ИС), операционные усилители (ОУ), являются чрезвычайно удобными функциональными узлами, которые с успехом можно применять для изготовления сложных электронных устройств. Эти усилители в настоящее время являются настолько удобными в применении, что разработчики электронной аппаратуры почти не занимаются проектированием усилителей на дискретных элементах, если только к схеме не предъявляются специальные требования.

Универсальность и низкая стоимость ОУ определили их высокую популярность и способствовали распространению и использованию в разнообразных устройствах и узлах электронных схем. ОУ по конструктивному выполнению является законченным, высокостабильным, высококачественным усилителем, имеющим высокий коэффициент усиления.

Успехи интегральной технологии позволяют выполнить ОУ с заданными техническими параметрами в одном корпусе. Это дает возможность рассматривать его как самостоятельный элемент с определенными параметрами. ОУ можно рассматривать в качестве простейшего элемента электронных схем подобно транзистору, диоду и т. п.

В настоящее время разработаны и выпускаются сотни различных типов ОУ. Такое широкое их распространение в значительной мере связано с успехами микроэлектроники, что позволяет снизить стоимость и размеры ОУ до стоимости и размеров одного транзистора. По своим функциональным возможностям ОУ относятся к самым универсальным элементам. [1]

Они играют в области аналоговых устройств не менее универсальную роль, чем логический инвертор в цифровой технике. Термин операционный усилитель, возникший в вычислительной технике много лет назад, в настоящее время существенно изменил свое первоначальное значение. Если раньше с ним отождествлялось понятие «решающий» усилитель, то сегодня эти функции ОУ, хотя и не утратили своего значения, занимают лишь рядовое место в длиннейшем списке возможных применений в электронной технике.

Применительно к цифровым устройствам выбор ИС с нужными свойствами достаточно формализован и не представляет трудностей. В то время как выбор и применение аналоговых ИС достаточно специфичен и оставляет большой выбор для творчества. [2]

ОУ является сложным электронным устройством, правильное применение которого зависит от понимания особенностей его работы и знания основных его параметров.

## 1.2. Структура операционных усилителей

В большинстве ОУ отдельные каскады соединены между собой по постоянному току (непосредственно или гальванически). ОУ с преобразованием сигнала постоянного тока в переменный, его усилением и последующим преобразованием снова в постоянный, называемые МДМ, здесь обсуждать не будем.

Многокаскадные усилители с непосредственными связями широко используют в качестве усилителей переменных и медленнomenяющихся сигналов. Они носят название усилителей постоянного тока (УПТ). УПТ усиливают как переменную, так и постоянную составляющую сигнала. В схемах УПТ с непосредственными связями полностью отсутствуют реактивные элементы в цепях межкаскадной связи. Операционный усилитель – это унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, удовлетворяющий ряду требований

Несмотря на различие используемой элементной базы, функционального назначения и технологии изготовления, основой большинства ИС является схемотехника дифференциальных усилителей. Дифференциальный каскад (ДК), в настоящее время, по существу, является основным схемотехническим элементом интегральной аналоговой электроники. Известно высказывание Дж. Рутковски [3]: «Сдвиг по уровню преобразует дифференциальный усилитель в операционный».

На рис. 1.1 показано соединение ДК и эмиттерного повторителя (ЭП), образующее ОУ. Поскольку эта схема представляет собой УПТ, в котором входной и выходной потенциалы постоянного напряжения (при отсутствии сигнала на входе) должны быть равны нулю, здесь осуществляется сдвиг уровня от потенциала коллектора транзистора V2 до нулевого потенциала на выходе схемы.

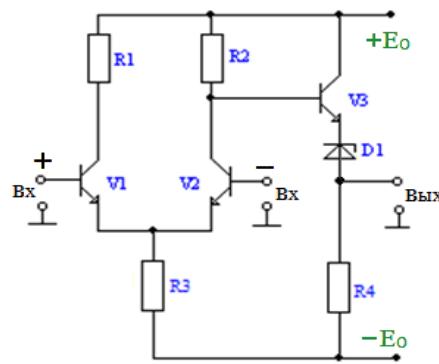


Рис. 1.1. ОУ как совокупность ДУ и ЭП

Для сдвига уровня используется переход база-эмиттер транзистора V3 и стабилитрон D1. Стабилитроны практически не ослабляют полезный сиг-

нал благодаря малому значению их внутреннего сопротивления переменному току. Выходной каскад выполнен на транзисторе V3 по схеме с общим коллектором (ОК). В этой структуре входной сигнал поступает на базу транзистора, выходом является эмиттер. В связи с тем, что ОК не поворачивает фазу сигнала и на его выходе напряжение практически равно входному, эта схема известна как эмиттерный повторитель (ЭП). ЭП имеет еще одно важное свойство, его выходное сопротивление может быть очень малым, что облегчает соединение усилителя с нагрузкой.

В технической литературе принято начинать повествование об ОУ с представления его идеальным. Такой усилитель имеет бесконечно большое входное сопротивление и нулевое выходное. Эти качественные показатели позволяют подключать ОУ к различным узлам электроники, не влияя на протекающие в них физические процессы, и соединять достаточно просто выход ОУ с иными элементами. Бесконечно большой коэффициент усиления идеального ОУ, применяемого в схеме с ОС, делает коэффициент усиления с ОС  $K_F$  стабильным и определяемым только внешними цепями, цепями ОС.

### 1.3. Схемотехнические решения классических ОУ

Одним из первых доступных монолитных ОУ был усилитель  $\mu$ A 702, изготовленный в 1963 г. Схема этого ОУ приведена на рис. 1.2. Она содержит ДК на транзисторах V1 и V2, каскад усиления напряжения (УН) на транзисторе V6 и выходной каскад (ЭП) на транзисторе V9.

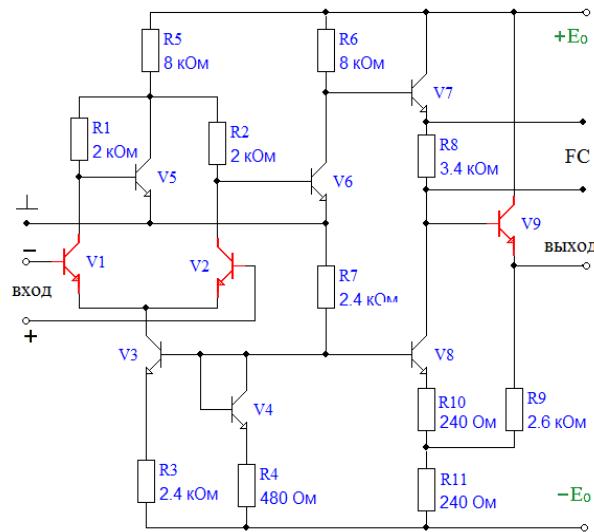


Рис. 1.2. Принципиальная схема ОУ  $\mu$ A 702

Имеются два входа – инвертирующий (поворачивающий фазу сигнала на  $180^\circ$ ) и прямой (неинвертирующий фазу сигнала). Их часто обозначают знаками минус и плюс. Инвертирующий вход обозначается также кружоч-

ком на линии корпуса изображения ОУ, подобно цифровым ИС. ДК обеспечивает все достоинства, присущие этой схеме, всему ОУ. В цепи эмиттеров транзисторов V1 и V2 включен генератор стабильного тока (ГСТ), собранный на транзисторах V3 и V4. Транзистор V3 обладает очень большим выходным сопротивлением переменному току и имеет небольшое падение напряжения по постоянному току. Рассматриваемый ГСТ представляет собой простое токовое зеркало (рис. 1.3). Ток ГСТ задается резистором R12, температурная стабильность тока  $I_0$  обеспечивается максимальным подобием переходов база-эмиттер транзисторов V10, V11.

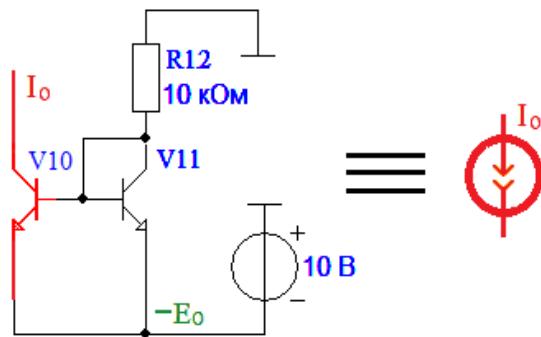


Рис. 1.3. Схема ГСТ и его графическое изображение

ГСТ, благодаря высокоомному сопротивлению транзистора V10 со стороны коллектора, создает для синфазной составляющей очень глубокую отрицательную ОС, которая обеспечивает сильное ее подавление.

Напряжение первого каскада усиливается и преобразуется в однофазное, которое снимается с нагрузки транзистора V2 и поступает на транзистор V6 для дополнительного усиления напряжения. Схема сдвига уровня выполнена на транзисторах V7 и V8 аналогично рис. 1.1. Транзистор V8 занимает место резистора R4, но служит ГСТ для транзистора V7. Транзистор V9 включен по схеме с ОК (ЭП). Он обеспечивает низкое выходное сопротивление ОУ. На эмиттере транзистора V9, что является выходом ОУ, создается нулевой потенциал относительно «земли». Так обеспечивается требование к УПТ при отсутствии сигнала нуль на входе – нуль на выходе.

Принимая во внимание, что в схеме имеются два ГСТ на транзисторе V3 и V8, заменяем их графическим символом и получаем упрощенную, более наглядную схему (рис. 1.4). На входе ОУ ДК, на выходе ЭП (рис. 1.1). Их связывает каскад усиления напряжения на транзисторах V6, V7. Первый из них (ОЭ) дает усиление, второй (ОК) – сдвиг уровня.

Почти сразу же после  $\mu\text{A}$  702 появился широко известный ОУ  $\mu\text{A}$  709. Он обладал существенно большими коэффициентом усиления и входным сопротивлением. По существу, это был первый интегральный ОУ, выпускавшийся крупными сериями. Применение  $\mu\text{A}$  709 столкнулось с множеством проблем. Главным недостатком была склонность к самовозбуждению. [4]

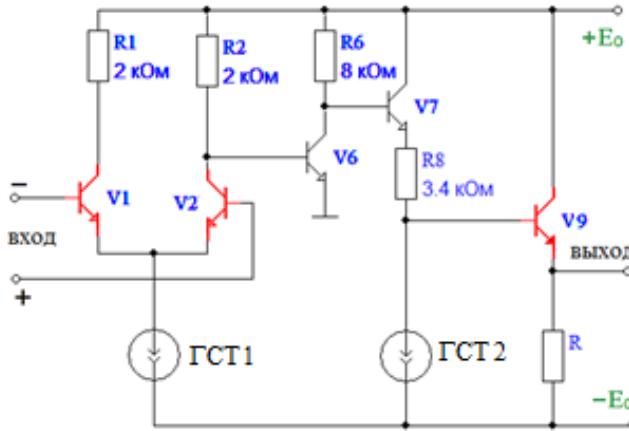


Рис. 1.4. Упрощенная схема ОУ  $\mu$ A 702

Общим недостатком первых типов ОУ была необходимость применения значительного числа внешних навесных элементов с цепью частотной коррекции, балансировки по постоянному току и защиты от перегрузки по входу и по выходу.

ОУ типа  $\mu$ A 741 был разработан в 1968 г. Он по многим параметрам превосходил предшественников: обладал большой надежностью и не требовал подключения внешних элементов, в нем появилось много новых схемных решений: каскодное включение, многоколлекторный и многоэмиттерный транзистор, источник опорного напряжения, комплементарные транзисторы и др. Даже сегодня ОУ 741 является прекрасным выбором [4].

В этом ОУ (рис. 1.5) ДК выполнен на транзисторах V1, V3 и V2, V4. Эти пары транзисторов образуют каскодные соединения ОК-ОБ и, очевидно, не поворачивают фазу входных сигналов. Нагрузкой левого плеча ДК является транзистор V5, нагрузкой правого плеча – транзистор V6. Такого рода соединения иногда называют динамической нагрузкой. Транзисторы V5 и V6 образуют два ГСТ. Для ДК они являются высокоомной нагрузкой на переменном токе. Транзистор V9 выполняет две функции. С транзисторами V5 и V6 он образует сложное токовое зеркало, усиленное местными ОС при помощи резисторов R1 и R2. ОС значительно увеличивает выходное сопротивление транзисторов. Одновременно с этим транзистор V9 передает сигнал с левого плеча ДК на базу транзистора V6. Этот транзистор не просто элемент ГСТ, он в этой тройке активен. Транзистор V6 передает сигнал на выход ДК, причем как схема с ОЭ, с поворотом фазы. Сигнал в правом плече ДК противофазен сигналу в левом, однако благодаря транзистору V6 токи на выходе ДК складываются в фазе. Вследствие удвоения выходного тока в ДК с несимметричным выходом сохраняется коэффициент усиления на уровне каскада с ОЭ. Такое схемное решение носит название *инвертор тока*.

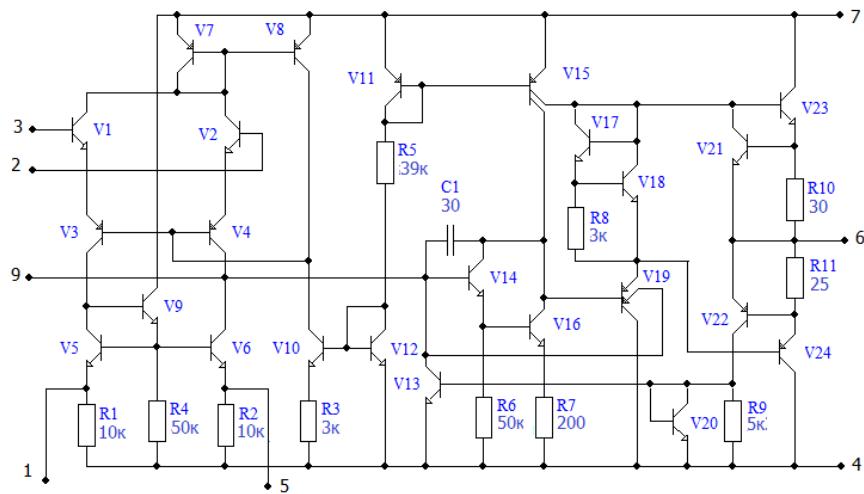


Рис. 1.5. Принципиальная схема ОУ  $\mu$ A 741

Выходной каскад (ЭП) построен по двухтактной схеме на комплементарных транзисторах V23 и V24. Необходимое смещение создается источником опорного напряжения (ИОН 1) на транзисторах V17, V18. Каскад усиления напряжения (ОЭ) выполнен на составных транзисторах V14, V16. Вместе с транзистором V19 он используется для сдвига уровня.

На рис. 1.6 изображена упрощенная схема ОУ  $\mu$ A 741. Здесь хорошо виден входной ДК, выполненный по каскодной схеме. Усилитель напряжения на составных транзисторах. Выходной эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах.

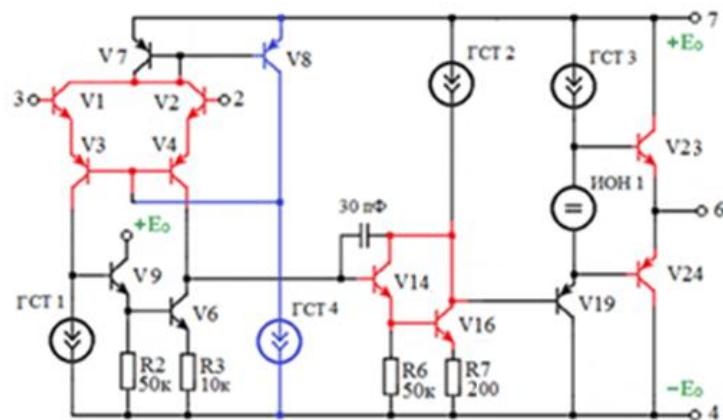


Рис. 1.6. Упрощенная схема ОУ  $\mu$ A 741

С момента появления  $\mu$ A 741 каждый год в продажу поступают новые серии ОУ с улучшенными техническими параметрами и надежностью. В первую очередь совершенствуются схемы ДК, увеличивается коэффициент усиления, полоса пропускания. Площадь усиления достигает уже 3ГГц.

В качестве примера можно рассмотреть ОУ OP640. Из схемы (рис. 1.7) видно, что усилитель содержит два каскада. ДК построен по каскодной схеме на транзисторах V1, V3 и V2, V4. Для увеличения коэффициента усиления в качестве нагрузок используются структуры токового зеркала, изображенные в виде ГСТ (ГСТ 2, 3, 4, 5). Переход к несимметричному выходу осуществляется с помощью инвертора тока (V5, V6), как в схеме  $\mu$ А 741.

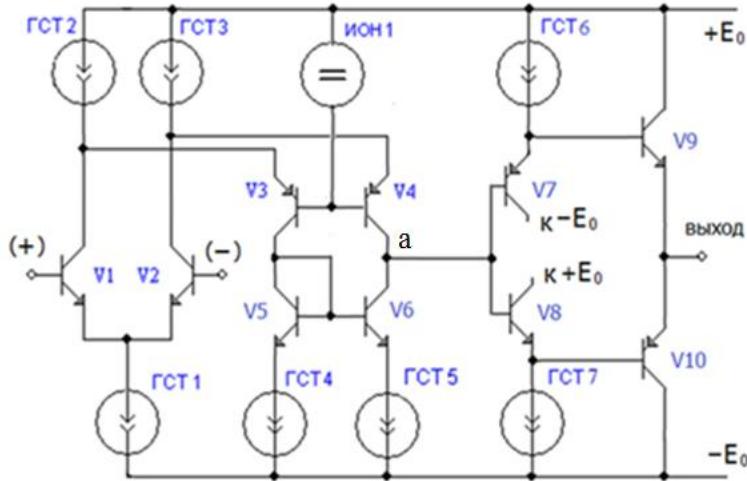


Рис. 1.7. Упрощенная схема ОУ OP640

Простейшее и изящное решение дает применение комплементарных транзисторов, при котором смещение потенциала одним схемным блоком компенсируется следующим. Транзисторы pnp в ИС всегда характеризовались заметно более низкой пропускной частотой. Здесь новейшие сложные технологии позволили преодолеть этот недостаток. В результате в точке «а» устанавливается нулевой потенциал на постоянном напряжении и чрезвычайно высокое сопротивление на переменном.

Выходной каскад выполняется двухтактным на составных транзисторах разной проводимости V7, V9 и V8, V10. Благодаря этому ЭП последовательно преобразуют входные сопротивления до необходимого малого значения выходного сопротивления ОУ. Одновременно они сохраняют нулевой потенциал узла «а» на выходе ОУ.

Поскольку узел схемы с большим импедансом (коллектор V4) является весьма высокомомным, единственный простой ЭП не в состоянии обеспечить преобразование полного сопротивления. ЭП на транзисторах V7 и V8 не только служит дополнительным преобразователем импеданса, но и одновременно создает смещение напряжения, которое необходимо комплементарному ЭП, выполненному на транзисторах V9 и V10.

Применение транзисторов разной проводимости взаимно компенсирует изменение уровней потенциалов на постоянном токе. Переход база – эмиттер транзистора V7, вследствие того, что его структура pnp, повышает

уровень напряжения на величину база-эмиттер. Переход база – эмиттер транзистора V9, вследствие того, что его структура npn, понижает уровень напряжения. Величины этих сдвигов одинаковы с большой степенью точности. В итоге на выходе ОУ без специальной схемы сдвига уровня устанавливается нулевой потенциал.

Рассмотренные схемы ОУ относятся к стандартным. У стандартного ОУ с ОС по напряжению оба входа являются высокоомными и, следовательно, он управляет напряжением. В тоже время выходное сопротивление очень мало. **Такие усилители можно рассматривать как активный четырехполюсник типа ИНУН (рис. 1.8).**

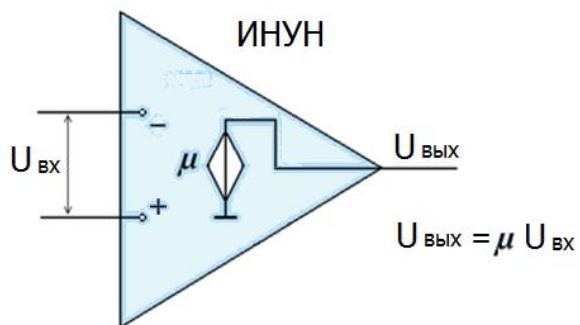


Рис. 1.8. Представление ОУ как активного четырехполюсника типа ИНУН

#### 1.4. Другие структуры ОУ

Раньше существовали только приборы данного типа. На них до сих пор приходится наибольшая доля рынка и они остаются важнейшими среди подобных изделий. Причина заключалась в том, что разработчики ОУ не имели качественных npn транзисторов.

В последние годы все большее применение находят ОУ, соответствующие и другим структурам активных четырехполюсников. На рис. 1.9 изображена упрощенная схема ОУ, соответствующая структуре ИНУТ. Примером такой схемы может быть ОУ EL2030 фирмы Elantec. Вход 1 высокоомный и прямой (без поворота фазы). Сигнал от базы транзистора V1 передается через транзисторы V2, V4 и V5 на выход.

Транзисторы V1 и V5 включены по схеме ОК. Транзисторы V2 и V4 включены по схеме ОЭ. Они создают двукратный поворот фазы на  $180^\circ$ . В итоге сигнал на выходе оказывается в фазе с сигналом на входе 1.

Вход 2 низкоомный, поскольку транзистор V2 включен по схеме ОБ. От эмиттера транзистора V2 сигнал проходит на выход ОУ через транзистор V4 (ОЭ) и V5 (ОК). Поэтому выходной сигнал отличается от сигнала на входе 2 на  $180^\circ$ . Вход 2 является инвертирующим. Сигнал ОС следует подавать только на этот вход. Классификация ОУ как четырехполюсника, управляемого током, связана с низкоомным входом 2. Низкоомное выходное

сопротивление ЭП на выходе ОУ определяет эту схему как источник напряжения. Такую схему ОУ называют *усилитель полного сопротивления*. [5]

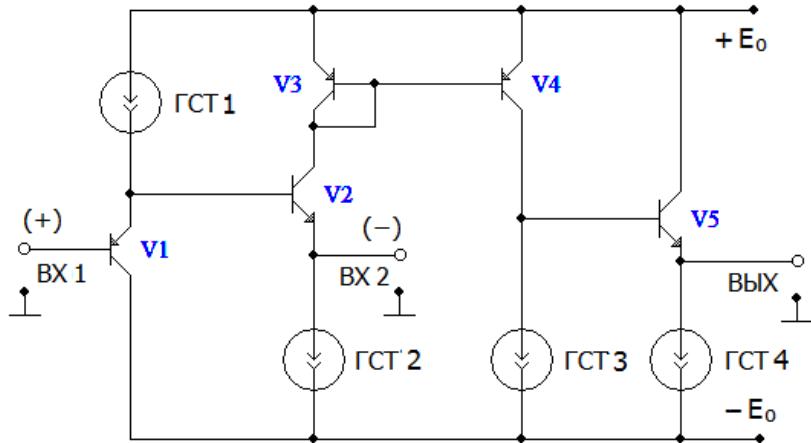


Рис. 1.9. Упрощенная принципиальная схема ОУ структуры ИНУТ

На рис. 1.10 изображена упрощенная схема ОУ, соответствующая структуре ИТУТ. Примером может служить ИС ОРА660. Отличие этой схемы от схемы рис. 1.9 в том, что на выходе ОУ здесь функционирует каскад с ОЭ, выполненный на транзисторе V4. Выходное сопротивление такого включения транзистора велико. Это дает право классифицировать схему рассматриваемого ОУ как *усилитель тока*. Такая схема ОУ функционирует как *усилитель тока*. В целом этот ОУ есть не что иное, как сложный транзистор. Операционный транзистор по сравнению с настоящим транзистором имеет ряд особенностей. Его коллекторный и эмиттерный токи способны протекать в обоих направлениях. Установка точки покоя осуществляется с помощью элементов, находящихся внутри схемы. Постоянное напряжение на выходе равно нулю. ОУ, ведущий себя как идеальный транзистор, был назван фирмой *Barr-Brown* «бриллиантовый транзистор».

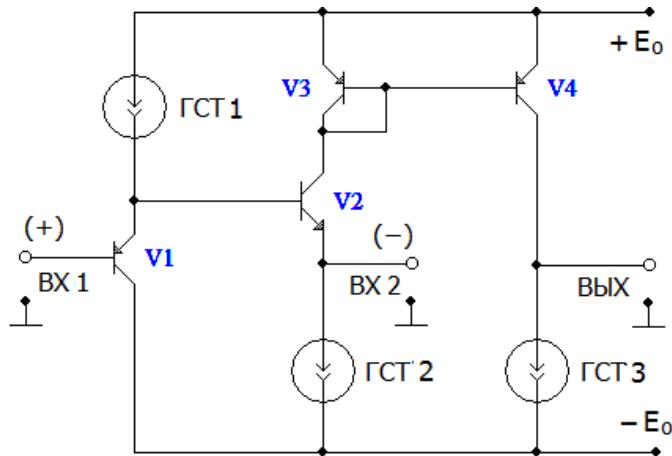


Рис. 1.10. Упрощенная принципиальная схема ОУ структуры ИТУТ

На рис. 1.11 изображена упрощенная схема ОУ, соответствующая структуре ИТУН. Примером такой схемы может быть СА3080. Оба входа ДК высокоомные, следовательно, управление этим активным четырехполюсником осуществляется напряжением. На выходе ОУ, как и в схеме на рис. 1.10, источник тока. Указанная классификация подтверждается. ДК отличается от традиционного с одним ГСТ, но это не меняет суть дела.

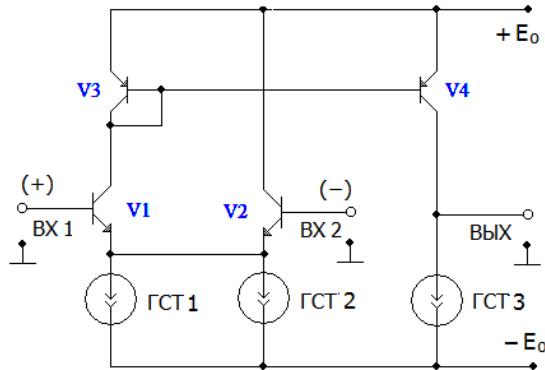


Рис. 1.11. Упрощенная принципиальная схема ОУ структуры ИТУН

Технологически такой ДК выполнять удобнее. Вход 2 ДК инвертирующий. Сигнал с базы транзистора V2 поступает в его эмиттер (ОК), в эмиттер транзистора V1, а затем в его коллектор (ОБ). Эти транзисторы не меняют фазу входного сигнала. Прохождение сигнала через транзистор V4 происходит с поворотом фазы на  $180^\circ$ . Таким образом, фаза сигнала на выходе ОУ оказывается противоположной фазе сигнала на входе 2. ОС следует подавать именно на этот вход. Такую схему ОУ называют *усилитель крутизны*.

На рис. 1.9–1.11 показаны упрощенные варианты принципиальных схем. В действительности многие ОУ выполняются по двухтактной схеме в режиме АВ ради получения больших выходных токов при малом токе покоя.

Новые поколения ОУ включают ИС с однополярным питанием и полностью дифференциальные. Пользователю остается лишь выбрать правильную комбинацию ОУ и схемы его включения, а затем рассчитать номиналы пассивных компонентов, обеспечивающих желаемую передаточную характеристику схемы.

## 2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОУ В СХЕМАХ С ОС

### 2.1. Функционирование схем усилителей с ОС

Сам по себе ОУ — лишь часть полной системы, в которой он обычно используется, хотя часто это и есть наиболее важная ее часть. Вторая часть системы, определяющая ее функции, — цепь внешней ОС. ОУ выполняет роль активного элемента в схемах с отрицательной ОС. Поскольку он специально создан для работы с ОС, необходимо хорошо представлять, какое

влияние она может оказывать на коэффициент усиления и на частотные характеристики ОУ.

На рис. 2.1 представлен граф передачи системы с общей ОС. Его предложил известный специалист в области автоматики Траксел [6]. Обычно рассматривают на входе и выходе сигналы напряжения, хотя могут быть и токи, и любые комбинации тока и напряжения.

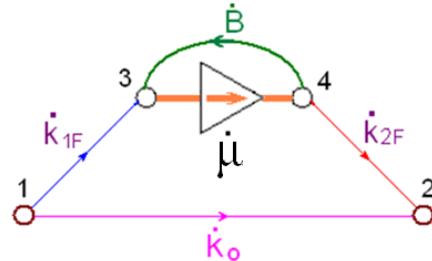


Рис. 2.1. Граф Тракселя для схем с общей ОС

Узел 1 отражает вход, узел 2 – выход устройства с ОС. Узел 3 показывает вход активного четырехполюсника, а узел 4 его выход. Сам активный четырехполюсник выделен треугольником. Ветвь с передачей  $\mu$  показана широкой стрелкой, подчеркивающей ее активный характер. Остальные ветви пассивные. Ветвь 1–3 отражает пассивную передачу  $k_{1F}$  от входа устройства до входа активного четырехполюсника. Ветвь 4–2 отражает пассивную передачу  $k_{2F}$  с выхода активного четырехполюсника на выход устройства. Индекс  $F$  указывает на принадлежность к системе с ОС. Аналогичные три ветви имеют место и в устройстве без ОС ( $k_1$ ,  $\mu$ ,  $k_2$ ). Пассивная передача 4–3 с выхода активного четырехполюсника на его вход, обозначенная буквой  $B$ , указывает на наличие в устройстве ОС. Передачи сигнала  $\mu$  и  $B$  образуют петлю ОС  $\mu B$ , имеющую очень важное значение для количественной оценки действия ОС. При наличии ОС кроме передачи с выхода на вход  $B$ , и благодаря ей, может возникнуть также прямая пассивная передача  $k_0$  от входа устройства (узел 1) на его выход (узел 2), минуя активный четырехполюсник. Обычно эта передача незначительна, но в ряде случаев она приносит инженерам большие огорчения, связанные с работой схем в области верхних частот.

В узел 3 поступает входной сигнал от узла 1 с передачей  $k_{1F}$  и сигнал обратной связи от узла 4 с передачей  $B$ . Вследствие этого напряжение в узле 3 при наличии ОС  $\dot{U}_3 = \dot{U}_1 k_{1F} + \dot{U}_4 \dot{B}$ . Учитывая, что  $\dot{U}_4 = \dot{U}_3 \dot{\mu}$ , получаем основное уравнение системы с ОС

$$\dot{U}_3 = \frac{\dot{U}_1 k_{1F}}{1 - \dot{\mu} \dot{B}}. \quad (1)$$

Без ОС  $\dot{U}_3 = \dot{U}_1 k_1$ .

Коэффициент передачи схемы с ОС  $K_F$  легко определить по графу рис. 2.1. Принимая во внимание, что сигнал со входа поступает на выход по двум путям этого графа, получаем

$$\dot{K}_F = \frac{\dot{k}_{1F} \dot{\mu} \dot{k}_{2F}}{1 - \dot{\mu} B} + k_0. \quad (2)$$

Знаменатель выражения (1) представляет некоторую возвратную разность сигналов  $\dot{F} = 1 - \dot{\mu} \dot{B}$ , связанную с ОС в узле сравнения 3. Модуль  $F$  называется глубиной ОС. В последнее время в литературе складывается тенденция называть глубиной ОС как то, так и другое. Выражение (2) можно записать по-другому  $\dot{K}_F = (\dot{k}_{1F} \dot{\mu} \dot{k}_{2F}) / \dot{F} + \dot{k}_0$ .

Очевидно, что при модуле  $F < 1$  коэффициент передачи с ОС  $K_F$  становится больше, чем коэффициент передачи  $K$  без ОС. По этому признаку ОС классифицируют как положительную. При модуле  $F > 1$  коэффициент передачи с ОС уменьшается ( $K_F < K$ ). Такая ОС заслуживает название отрицательной. В усилителях применяется отрицательная ОС. Логическое противоречие разрешается благодаря тому, что отрицательная ОС почти все иные качественные показатели усилителей улучшает.

## 2.2. Основные схемы включения ОУ

Наличие у ОУ двух входов является причиной существования двух основных схем включения с ОС. Они показаны на рис. 2.2.

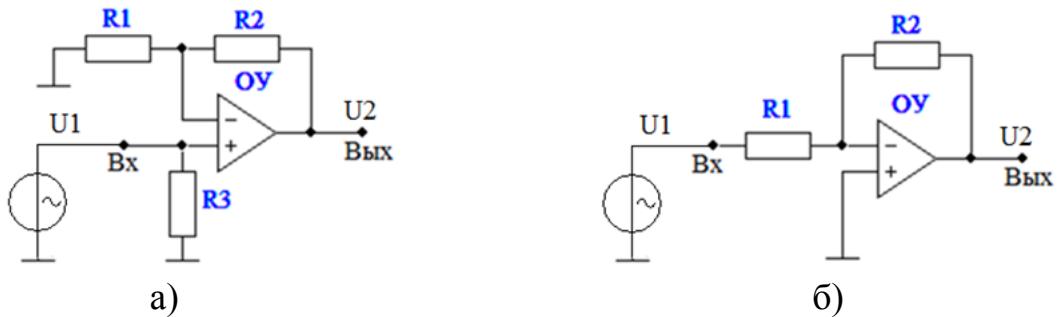


Рис. 2.2. Основные схемы включения ОУ

**Неинвертирующий усилитель с ОС** изображен на рис. 2.2, а. В этой схеме сигнал подается на прямой вход ОУ. Напряжение отрицательной ОС всегда подают на инверсный вход ОУ, в противном случае ОС не будет отрицательной. Цепь ОС из резисторов R1 и R2 образует последовательную ОС по входу и параллельную по выходу.

**Инвертирующий усилитель с ОС** изображен на рис. 2.2, б. В этой схеме сигнал через резистор R1 подается на инверсный вход ОУ. На этот же вход поступает и сигнал ОС. Таким образом, в инвертирующем включе-

нии ОУ цепь ОС также образуется резисторами  $R1$  и  $R2$ . Предполагается, что входной сигнал усилители получают от источника эдс. При этом получается параллельная по инверсному входу ОУ и параллельная по его выходу ОС.

В рассмотренных усилителях цепи ОС чисто резистивные. Передача  $B$  частотно-независимая. Она определяется отношением сопротивлений, которые не вносят сдвига фазы. В схемах с отрицательной ОС поворот фазы сигнала выполняет ОУ. Признаком отрицательной ОС является модуль глубины ОС  $F > 1$ . Для выполнения этого условия в общей формуле для глубины ОС  $F = 1 - \mu B$  коэффициент усиления  $\mu$  должен быть отрицательным. Поэтому элементы цепи ОС *всегда* соединяются с инвертирующим входом ОУ. При фазовом сдвиге, равном  $180^\circ$ ,  $\mu B = -\mu B$  и глубина ОС  $F = 1 + \mu B$  оказывается больше единицы. Она в обеих схемах одинакова.

### 2.3. Расчеты коэффициентов усиления

*Расчет коэффициента усиления в неинвертирующем усилителе*

Для получения коэффициента усиления в неинвертирующем усилителе заменим ОУ четырехполюсником ИНУН (рис. 2.3). На этом рисунке также показаны эквивалентные схемы для расчета передач графа рис. 2.1.

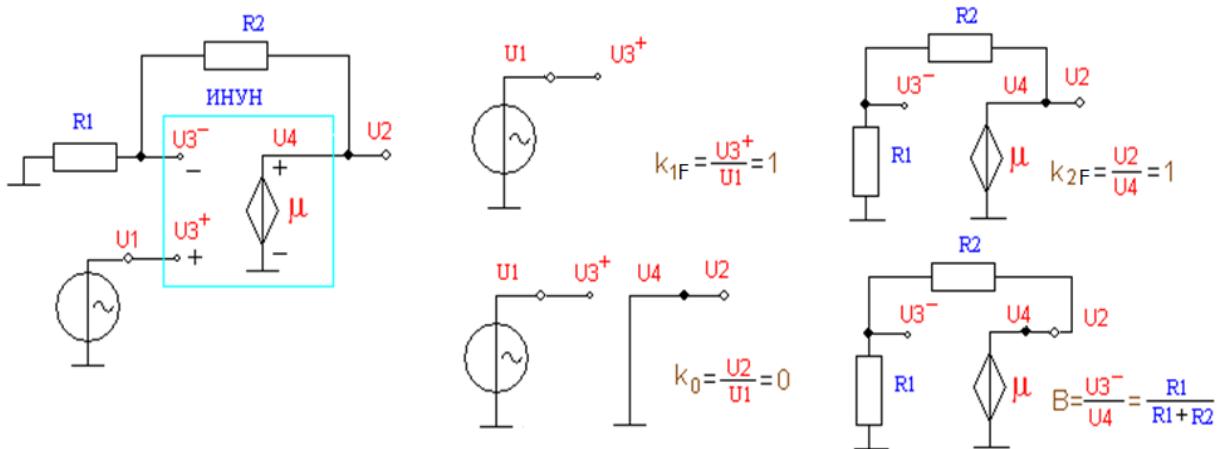


Рис. 2.3. Расчет передач графа по рис. 2.1 в неинвертирующем усилителе

Передачи  $k_{1F}$  и  $k_0$  определяются при выключенном зависимом источнике, внутреннее сопротивление которого равно нулю. Поэтому выход ИНУН при определении  $k_0$  замкнут накоротко. Передачи  $k_{2F}$  и  $B$  связаны с выходом управляемого источника  $\mu$ . При получении коэффициента усиления с ОС необходимо учесть, что в (2)  $\mu$  в числителе идет со знаком плюс, поскольку используется прямой вход ОУ, а в знаменателе со знаком минус для получения отрицательной ОС. Подставляя полученные передачи, находим коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

$$K_{F\text{ НИ}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1\mu 1}{1 + \mu \frac{R_1}{R_1 + R_2}} + 0 = \frac{\mu(R_1 + R_2)}{R_1(1 + \mu) + R_2}. \quad (3)$$

Очевидно, что при значительном собственном коэффициенте усиления ОУ ( $\mu = 10^5 \dots 10^6$ ) может быть получена глубокая ОС  $F \gg 1$ . Тогда в выражениях для коэффициента усиления единицей в знаменателе можно пренебречь, а  $\mu$  сократить. Получаем упрощенное выражение для  $K_{F\text{ НИ}} = 1 + R_2/R_1$ . Коэффициент усиления такой схемы становится функцией только внешних цепей, а именно параметров цепи ОС, независящих от усилителя. Глубокая ОС позволяет в значительной мере улучшать важнейшие качественные показатели и характеристики усилителя.

### Расчет коэффициента усиления в инвертирующем усилителе

Для получения коэффициента усиления в инвертирующем усилителе выполним те же операции. Заменим ОУ четырехполюсником ИНУН (рис. 2.4). На этом рисунке показаны также эквивалентные схемы для расчета передач графа. Передача  $k_0$  остается равной нулю. Передача  $k_{1F}$  в этой схеме меньше, она задается делителем напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ . Передачи  $k_{2F}$  и  $B$  связаны с зависимым источником  $\mu$ . Их определение выполняется аналогично. Собственный коэффициент усиления ОУ  $\mu$ , поскольку входной сигнал подается на инверсный вход ОУ, и в числите и в знаменателе имеет знак минус.

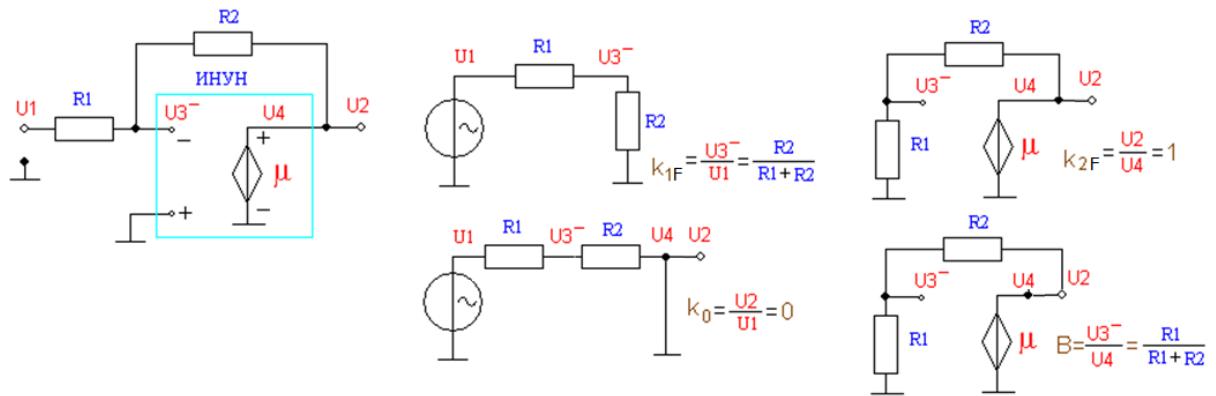


Рис. 2.4. Расчет передач графа по рис. 2.1 в инвертирующем усилителе

Подставляя полученные передачи, находим коэффициент усиления инвертирующего усилителя.

$$K_{F\text{ НИ}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{k_1(-\mu)k_2}{1 + \mu B} + k_0 = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}\mu 1}{1 + \mu \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = -\frac{\mu R_2}{R_1(1 + \mu) + R_2}.$$

При очень большом коэффициенте усиления ОУ  $\mu$  получаем упрощенное выражение для  $k_{\text{фин}} = -R_2/R_1$ . И в этой схеме характеристики усилителя полностью определяются внешними цепями. ОУ присутствует в неявном виде. Его задача создать условия для обеспечения глубокой ОС за счет большого коэффициента  $\mu$ .

## 2.4. Работа ОУ в диапазоне частот

Выражение

$$\dot{K}_F = \frac{\dot{\mu}}{1 - \dot{\mu}\dot{B}}, \quad (1)$$

где  $\dot{K}_F = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$  является основным для определения коэффициента передачи при наличии ОС.

Ни один усилитель не может иметь одинаковый коэффициент усиления на всех частотах. Почти во всех ОУ отдельные каскады соединены между собой гальванически (непосредственно). Поэтому ОУ не имеют спада усиления в области низких частот и постоянного тока. У них приходится рассматривать спад коэффициента усиления только на верхних частотах.

Любая схема, в том числе интегральная, содержит металлические проводники, отделенные друг от друга изоляторами. Это значит, что сам монтаж схемы обладает некоторой распределенной паразитной емкостью. Некоторой емкостью обладает любой р-п переход в полупроводнике. При возрастании частоты сопротивление емкости уменьшается и эти паразитные емкости замыкают «на землю» все большую часть сигнала переменного тока. В конце концов, сигнал не достигает нагрузки. При вычислениях распределенные паразитные емкости принято объединять, как если бы они являлись одним конденсатором, и каждый каскад ОУ представлять в виде эквивалентной схемы, состоящей из источника сигнала, сопротивления и паразитной емкости. [7]

ОС, осуществляемая в рабочем диапазоне частот как отрицательная, может оказаться положительной на краях диапазона или за его пределами из-за фазовых сдвигов, вносимых усилителем и цепью ОС.

Произведение  $\dot{\mu}\dot{B}$  в (1) является комплексной величиной, характеризуемой модулем и аргументом:

$$\dot{\mu}\dot{B} = \dot{\mu}\dot{B}(\cos\varphi + j\sin\varphi).$$

Причем оба этих показателя зависят от параметров усилительных и схемных элементов, включая внутреннее сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки.

При отрицательной ОС  $\varphi = 180^\circ$ ,  $\dot{\mu}\dot{B} = -\dot{\mu}\dot{B}$  и основное уравнение ОС принимает вид  $K_F = \mu/(1 + \mu\dot{B})$ . На краях рабочего диапазона и за его пределами

лами ОС из чисто отрицательной превращается в комплексную, при которой  $\phi \neq 180^\circ$ . Может оказаться, что  $\phi = 0^\circ$  (условия баланса фаз), а  $\dot{\mu}B = \mu B$ , что соответствует положительной ОС. Если при этом  $\mu B \geq 1$  (условие баланса амплитуд), то возникают условия, при которых на выходе усилителя появляется напряжение при отсутствии сигнала на входе и вызывает собственные колебания. Это объясняется тем, что уже при  $\mu B = 1$  коэффициент усиления с ОС  $K_F = \mu/(1 - 1)$  стремится к  $\infty$ . Возникновение собственных колебаний на выходе усилителя называют *самовозбуждением* или *генерацией*.

Собственные колебания обычно оказываются настолько мощными, что подавляют полезный сигнал. Вследствие этого использовать усилитель по его прямому назначению становится невозможным. Поэтому устранение генерации в усилителях с отрицательной ОС становится одной из основных и сложных задач разработки усилительных устройств.

С физической точки зрения, потеря устойчивости электронной схемы приводит к возникновению на ее выходе сигнала большой амплитуды (близкой к величине питающего напряжения) при чрезмерно малом входном воздействии. С математической точки зрения, анализ устойчивости схемы сводится к рассмотрению расположения ее полюсов на комплексной плоскости переменной  $p = j\omega$ .

### 3. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ В СХЕМАХ С ОС

Усилитель с ОС представляет собой электрическую цепь, содержащую определенную совокупность активных и пассивных элементов, включенных между входом и выходом.

На рис. 3.1 изображена структурная схема усилителя с ОС. Она содержит блок активного четырехполюсника  $\dot{\mu}$  и блок пассивных элементов. Источник сигнала  $e_1$  с его внутренним сопротивлением  $R_{1i}$  подключен ко входу системы, на нагрузке  $R_{2H}$  создается выходное напряжение  $U_2$ .

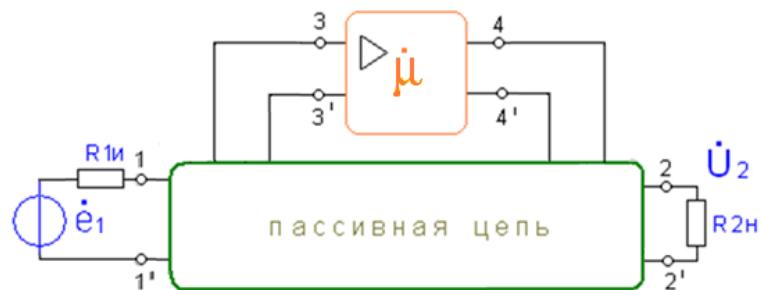


Рис. 3.1. Структурная схема усилителя с ОС

Строгий и полный анализ свойств усилителей с ОС должен выполняться методами теории цепей. Применение классической теории, несмотря на ее общность и строгость, в большинстве случаев требует составления

и раскрытия определителей высокого порядка. Кроме того, в полученных в результате решения окончательных выражениях обычно в явном виде не просматривается то направленное воздействие, которое оказала ОС на свойства усилителя.

Выясним, при каких условиях может произойти самовозбуждение. Прежде всего, заметим, что в силу линейности усилителя (мы ее предполагаем) эдс сигнала не влияет на процесс самовозбуждения и потому можно положить  $e_1 = 0$ . При этом усилитель  $\mu$  и цепь ОС В образуют замкнутую петлю (рис. 3.2, а). Если разомкнуть эту петлю, то получится схема, изображенная на рис. 3.2, б. Сопротивление  $Z_{3-3}$ , нагружающее В-цепь, должно быть равным входному сопротивлению усилителя  $\mu$ . В этом случае усилитель  $\mu$  и В-цепь в обеих схемах (рис. 3.2) будут нагружены одинаково. В них сохраняются те же токи и напряжения, какие были в замкнутой системе.

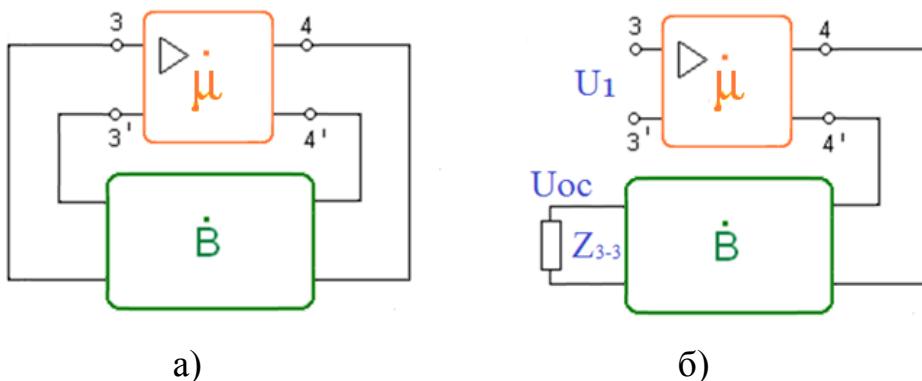


Рис. 3.2. а) замкнутая и б) правильно разомкнутая цепь ОС.  
Элементы  $R_{1u}$  и  $R_{2u}$  рис. введены в блок  $B$

Рассматривая зажимы, на которых действует напряжение обратной связи  $U_{oc}$  как выходные, вводят понятие *коэффициента петлевого усиления*, т. е. коэффициента усиления вдоль петли ОС. Этот коэффициент  $T$  равен произведению  $\mu B$ .

Допустим теперь, что  $T = \mu B = 1$ , т. е.  $U_{oc} = U_1$ . В этом случае можно присоединить выход петли ОС ко входу и замкнуть петлю ОС, не вызвав изменения токов и напряжений в цепях усилителя. Так как при этом будет отсутствовать внешнее возбуждающее напряжение, то, очевидно, усилитель превратится в генератор, т. е. самовозбудится.

Если коэффициент петлевого усиления  $\mu B$  будет положительной величиной, превышающей единицу, то сигнал, многократно пробегая петлю ОС, будет всякий раз увеличиваться, и колебания будут нарастать. Нарастание колебаний прекратится, когда усилитель перестанет быть линейной системой и его нелинейность ограничит величину колебаний.

В этом случае усилитель самовозбуждается даже при отсутствии внешнего сигнала. В цепях усилителя всегда имеются флюктуационные то-

ки и напряжения всех частот, обусловленные хаотическим движением электронов в проводниках. Эти токи и напряжения чрезвычайно малы, но тем не менее, при указанных выше благоприятных условиях они дают начало процессу самовозбуждения.

Если  $\mu B$  будет, так же как раньше, положительной величиной, но меньше чем 1, то колебания в цепях усилителя, возникающие под влиянием внешнего электрического толчка (например, включения источника питания), будут затухать.

Если  $\dot{\mu}B = \mu B e^{j\phi}$ , т. е. выходное напряжение равно по амплитуде входному, но опережает его по фазе на угол  $\phi$ , то при замыкании петли ОС фаза выходного напряжения будет непрерывно возрастать (если  $\phi > 0$ ). Изменение фазы колебания эквивалентно изменению его частоты, так как частота колебания равна скорости изменения его фазы. Если  $\mu B$  будет комплексным числом, модуль которого отличается от единицы, то одновременно с изменением частоты будет изменяться и амплитуда.

Таким образом, можно сделать следующий вывод: если  $\mu B$  может на некоторой частоте принять вещественное положительное значение, превышающее единицу или равное ей, то на этой частоте усилитель будет генерировать собственные колебания.

*В этих рассуждениях скрывается некоторая погрешность, заключающаяся в том, что колебания в цепях усилителя считались гармоническими, в то время как в действительности они могут оказаться квазигармоническими.*

### 3.1. Исследование ОУ с помощью годографа петлевого усиления

Более строгие рассуждения приводят к необходимости построить амплитудно-фазовую характеристику (АФХ) петлевого усиления. На АФХ каждому значению частоты соответствует определенное значение  $\dot{T}(j\omega)$  в виде векторного комплексного числа. Годографом называют кривую, по которой проходит на комплексной плоскости конец вектора  $T$  при изменении частоты от 0 до  $\infty$ . Он одновременно учитывает зависимость от частоты модуля и аргумента  $T$ .

Об устойчивости усилителя с отрицательной ОС удобно судить по годографу вектора петлевого усиления  $\dot{T} = \dot{\mu}B$  для значений частоты в пределах от 0 до  $\infty$ . Такая диаграмма называется диаграммой устойчивости и носит имя Найквиста.

Применительно к усилителям критерий Найквиста может быть сформулирован следующим образом: *усилитель, устойчивый при разомкнутой петле ОС, будет устойчивым и при замкнутой петле ОС, если годограф вектора петлевого усиления  $\dot{T}$  не охватывает точку с координатами 1,  $j0$  при изменении частоты от нуля до бесконечности*. Устойчивость замкну-

той системы определяется по виду амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы. [8]

Если годограф петлевого усиления охватывает точку  $1, j0$  (условие баланса фаз и амплитуд), т. е. эта точка оказывается лежащей внутри диаграммы, то усилитель будет самовозбуждаться. Случай, когда точка  $1, j0$  лежит на диаграмме, относят туда же.

Рассмотрим для примера диаграммы устойчивости для усилителей с различным числом полюсов в функции передачи. Будем считать, что с частотой меняется только передача усилителя  $\mu$ , передача цепи ОС  $B$  остается постоянной, частотно-независимой. Так как в схеме усилителя всегда имеются паразитные емкости, шунтирующие его вход и выход, то усиление на очень высоких частотах с ростом частоты всегда стремится к нулю. Коэффициент усиления падает и фазовый угол уменьшается, поэтому вращение вектора петлевого усиления происходит по часовой стрелке.

На рис. 3.3 и 3.4 в качестве примера представлены три годографа  $T$  для усилителей с различным числом полюсов в функции петлевого усиления.

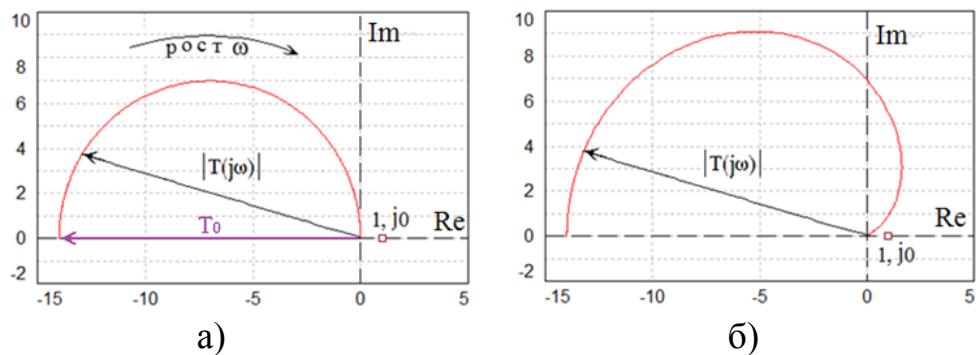


Рис. 3.3. Годограф петлевого усиления в усилителях с а) однополюсной и б) двухполюсной функциями передачи

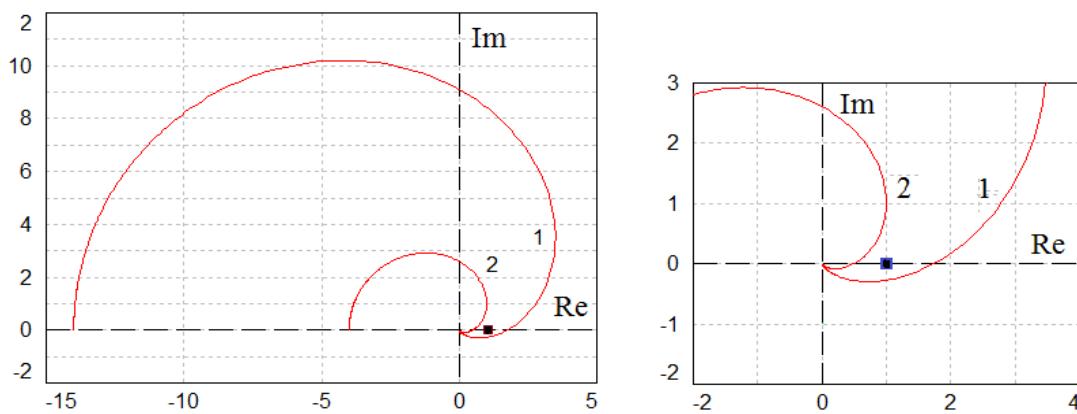


Рис. 3.4. Годографы петлевого усиления в усилителях с трехполюсной функцией передачи

На постоянном токе ОС отрицательная, вектор  $T = T_0$  направлен влево от начала координат и совпадает с вещественной осью, т. е. фазовый сдвиг в петле  $\phi_T = 180^\circ$ ,  $T = -\mu B$ . Это справедливо для всех случаев с ОУ.

1. Однополюсный усилитель. Максимальный фазовый сдвиг от одного полюса может быть  $-90^\circ$ . Вид АФХ петлевого усиления приведен на рис. 3.3, а. Годограф полностью находится в левой полуплоскости. Он «возвращается» в начало координат под углом  $90^\circ$ . Данная система всегда устойчива.

2. Двухполюсный усилитель. Максимальный фазовый сдвиг от двух полюсов составляет  $-90^\circ \times 2 = -180^\circ$ . Вид АФХ петлевого усиления двухполюсного усилителя приведен на рис. 3.3, б. Такой усилитель также характеризуется устойчивым режимом работы, так как точка с координатами  $(1, j0)$  годографом не охватывается ни при какой глубине ОС.

3. Трехполюсный усилитель. Максимальный фазовый сдвиг от трех полюсов составляет  $-90^\circ \times 3 = -270^\circ$ . Вследствие того, что фазовый сдвиг превышает  $-180^\circ$ , отрицательная ОС может превратиться в положительную. Действительно, к исходному фазовому сдвигу на постоянном токе ( $T_0$ ), равному  $180^\circ$ , прибавляется фазовый сдвиг, вызванный наличием реактивных элементов, равный  $-180^\circ$ . Всегда будет иметь место частота, на которой суммарный фазовый сдвиг будет равен  $180^\circ + (-180^\circ) = 0^\circ$ . Вид АФХ петлевого усиления показан на рис. 3.4. Здесь приведены два годографа. Годограф 1, с большей глубиной ОС, охватывает критическую точку. Усилитель с такой АФХ неустойчив. Усилитель с такими же частотными свойствами при меньшей глубине ОС (годограф 2) устойчив. Очевидно, трехполюсный усилитель потенциально неустойчив, так как всегда есть частота, на которой выполняется условие баланса фаз  $\phi = 0$ . Необходимо проверять условие баланса амплитуд  $\mu B \geq 1$ .

### 3.2. Запасы устойчивости

Показатели усилителя изменяются и при его эксплуатации, а также от экземпляра к экземпляру. В результате меняются в некоторых пределах АФХ, а следовательно, и годограф усилителя. Вследствие технологического разброса параметров элементов усилителя, годограф петлевого усиления реального усилителя всегда отличается от моделированного для номинальных (средних) значений. Кроме того, параметры усилительных элементов, особенно транзисторов, сильно зависят от изменения температуры, режима питания и т. п. Поэтому годограф петлевого усиления должен всегда проходить на некотором расстоянии от критической точки, чтобы обеспечить запас устойчивости. В связи с этим вводят запасы устойчивости.

Запасы устойчивости определяют раздельно. Запас устойчивости по модулю  $X$  определяют в точке годографа, где нет запаса по аргументу. Этот

запас равен расстоянию от критической точки  $(1, j0)$  до точки пересечения годографа с вещественной осью. Его оценивают также в дБ. Тогда он равен  $1 - 10^{-0,05X \text{ дБ}}$ .

Запас устойчивости по аргументу оценивается в точке, где нет запаса по модулю. Запас по аргументу  $Y$  радиан равен углу  $\pi Y$  между вещественной осью и прямой линией, которая проведена из начала координат в точку пересечения окружности единичного радиуса с годографом. Запас устойчивости по аргументу задается как в радианах, так и в градусах  $\phi_3^\circ$ . В этом случае его чаще называют запасом по фазе. Он определяется вычитанием из фазы  $180^\circ$  фазового сдвига усилителя на частоте, где его усиление равно 0. [9]

На рис. 3.5, а показано определение запаса устойчивости по модулю  $X$  как расстояние между критической точкой и точкой на годографе, в которой нет запаса устойчивости по фазе (уже  $0^\circ$ ). Эта точка обозначена  $\omega_1$ . На рис. 3.5, б показано определение запаса по фазе. Окружность радиуса  $R = 1$  пересекает годограф петлевого усиления  $T$  на частоте  $\omega_2$ . В этой точке отсутствует запас по модулю ( $T = 1$ ). Соединив точку  $\omega_2$  с началом координат, находим прямую, определяющую на рисунке угол запаса по фазе  $\phi_3^\circ$ .

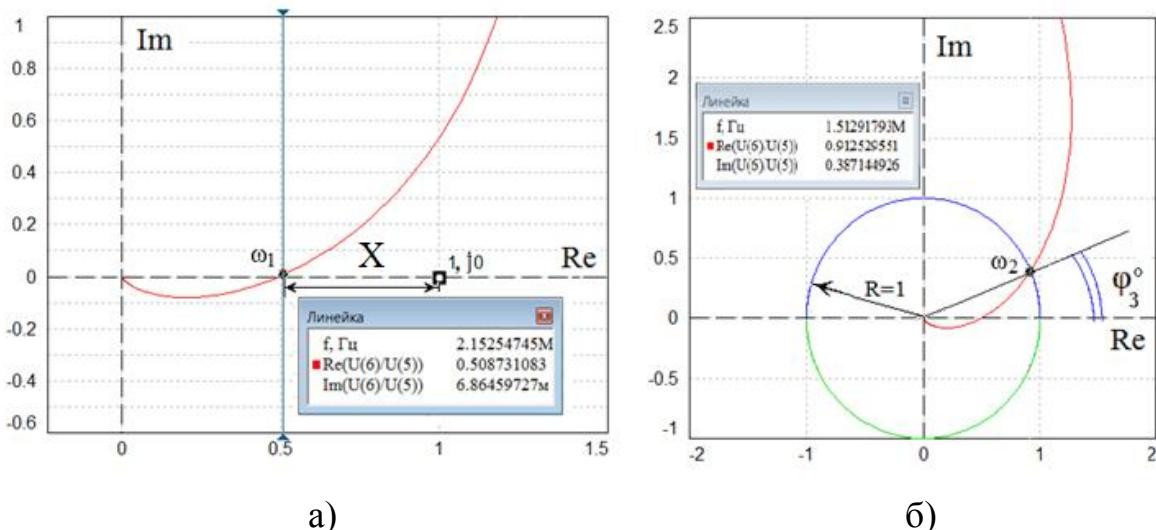


Рис. 3.5. Определение запасов устойчивости

Программа Fastmean позволяет строить годограф и определять при помощи «линейки» параметры вектора петлевого усиления в полном диапазоне значений частоты. Показания линеек даны на каждой диаграмме рис. 3.5.

При разработке схем на ОУ с ОС обычно принимают запас по модулю  $X = 9\ldots 10$  дБ (координата точки  $\omega_1$  по оси абсцисс порядка 0,3–0,6), а запас по фазе  $\phi_3 = 30^\circ\ldots 45^\circ$ . В ОУ предпочитают верхнюю границу, так как при этом получаются частотные и временные характеристики с меньшей неравномерностью.

## 4. ДИАГРАММЫ БОДЕ

Критерий Найквиста обладает достаточной наглядностью и показывает, как следует изменить характеристику разомкнутой петли ОС неустойчивого усилителя, чтобы он стал устойчивым.

В тоже время он обладает двумя недостатками: поскольку модуль коэффициента передачи представлен линейной шкалой, то на одной диаграмме нельзя показать очень большие и очень малые величины усиления, годограф трудно применять к системам выше второго порядка, частота присутствует в неявной форме. [2]

В 1945 г. Х. В. Боде предложил быстрый, точный и легкий метод анализа усилителей с ОС [10]. Сложные и трудные операции умножения и деления, применяющиеся до этого, он заменил простой графической техникой. Такой переход дал наглядное представление о получаемых характеристиках. Передаточную функцию любых четырехполюсников, входные и выходные сигналы которых имеют одинаковую размерность, можно представить в виде диаграмм, на которых изображены характеристики в логарифмическом масштабе.

АЧХ представляет собой диаграмму с двумя логарифмическими осями, на которых построена зависимость модуля коэффициента усиления схемы от частоты. ФЧХ представляется диаграммой с логарифмической шкалой по оси частот (рис. 4.1).

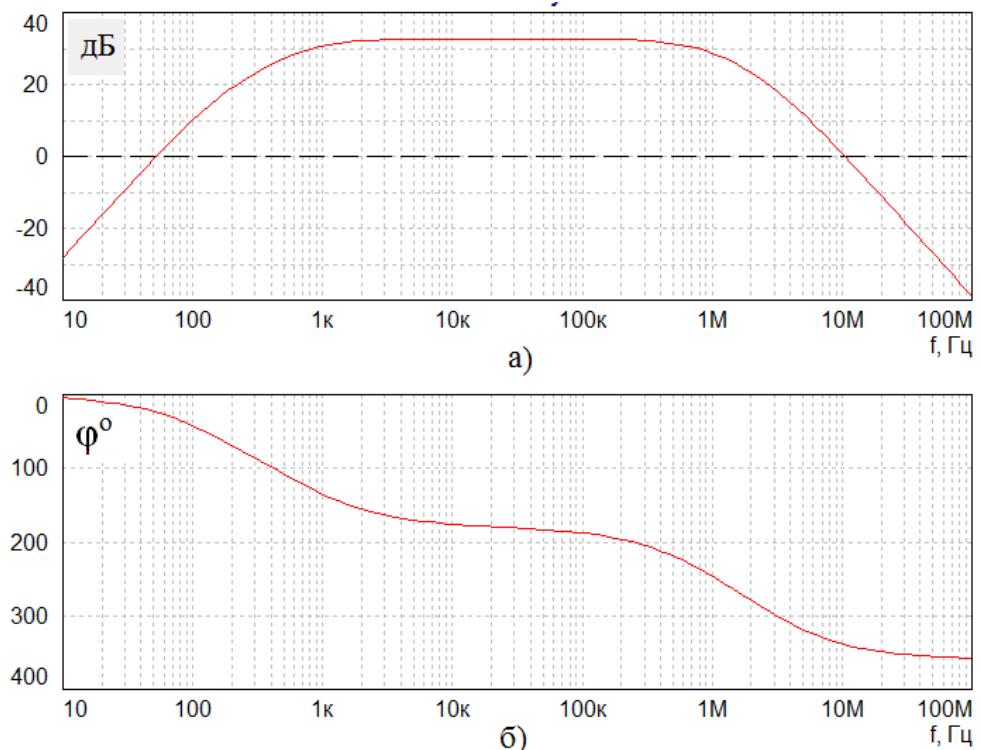


Рис. 4.1. Логарифмические а) АЧХ и б) ФЧХ усилителя

Логарифмическое представление делает рисунок более компактным и наглядным. Пользоваться логарифмическими единицами оказывается значительно более удобно благодаря тому факту, что можно складывать значения коэффициентов усиления в децибелах вместо того, чтобы перемножать их числовые значения. Сегодня такие характеристики привычны и всеми пользуются.

Критерий устойчивости Боде вытекает из критерия Найквиста и основывается на АЧХ и ФЧХ петлевого усиления. Он является логарифмическим частотным критерием, частотным методом оценки устойчивости. По этому методу логарифмические АЧХ и ФЧХ усилителя рассматриваются совместно.

Поскольку В-цепь в основных схемах включения ОУ (рис. 2.2) является частотно-независимой ( $B$  есть отношение сопротивлений), единственным источником сдвига фазы является сам ОУ, характеристики петлевого усиления полностью определяют его частотные свойства. Об устойчивости усилителя с ОС можно судить по АЧХ ОУ.

#### 4.1. Частотные характеристики ОУ с одним полюсом

Собственный коэффициент передачи однополюсного ОУ удобно представить в операторной форме

$$\mu(p) = \frac{\mu}{1 + pCR} = \frac{\mu}{1 + p\tau}, \quad (4.1)$$

где  $p = j\omega$ , без ОС  $p = -1/CR = -1/\tau$ , откуда следует, что частота полюса  $f_p = 1/2\pi CR = 1/2\pi\tau$ . Переходя к циклической частоте, получаем соотношения для АЧХ и ФЧХ:

$$\mu(f) = \frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}} \quad \text{и} \quad \varphi = -\arctg\left(\frac{f}{f_p}\right). \quad (4.2)$$

Именно последнее выражение придает графику частотной характеристики усилителя его привычную форму: горизонтальная часть, за которой следует монотонное снижение.

Логарифмическая АЧХ ОУ без ОС приведена на рис. 4.2. График зависимости коэффициента передачи усилителя  $\mu$  пересекает ось ординат в точке  $20\lg \mu$ , а приближаясь к частоте  $f = f_p$  уже заметно падает. В области низких частот и на постоянном токе, когда  $f \ll f_p$ , коэффициент усиления  $\mu$  велик. В области верхних частот при  $f \gg f_p$  коэффициент усиления обратно пропорционален частоте:

$$\mu(f) = f_p/f. \quad (4.3)$$

При изменении частоты фаза выходного сигнала сдвигается относительно фазы входного сигнала. Знак минус перед правой частью выражения

(4.2) для  $\phi$  означает, что выходной сигнал отстает по фазе от входного. Сигнал проходит через усилитель не мгновенно, а задерживается на некоторое небольшое время как в активных элементах самого усилителя, так и под действием иных внутренних и внешних элементов в первую очередь емкостей.

Уменьшение коэффициента усиления с ростом частоты называется спадом. Спад выражается в децибелах на октаву или декаду. Октавой называется изменение частоты вдвое в любую сторону, а декадой – изменение в десять раз.

АЧХ можно приближенно оценить, используя линейное асимптотическое представление. Это показано на рис. 4.2 штриховыми линиями. Горизонтальная и наклонная асимптоты *сопрягаются* на частоте половинной мощности – на частоте полюса  $f_p$ , где активная и реактивная составляющая равны и где  $\mu(f) = \frac{\mu}{\sqrt{2}}$ . Аппроксимированная АЧХ здесь претерпевает излом. На этой частоте находится точка с уровнем  $-3\text{dB}$  по сравнению с горизонтальной асимптотой. На октаву ниже и выше частоты полюса расхождение между асимптотами и реальной кривой становится равным  $-1\text{dB}$ . На частотах  $f > f_p$  с увеличением частоты в 2 раза (октава) пропорционально уменьшается коэффициент усиления в 2 раза. Это определяет скорость наклона асимптоты  $-6\text{dB/окт}$ .

На этой частоте находится точка с уровнем  $-3\text{dB}$  по сравнению с горизонтальной асимптотой. На октаву ниже и выше частоты полюса расхождение между асимптотами и реальной кривой становится равным  $-1\text{dB}$ . На частотах  $f > f_p$  с увеличением частоты в 2 раза (октава) пропорционально уменьшается коэффициент усиления в 2 раза. Это определяет скорость наклона асимптоты  $-6\text{dB/окт}$ .

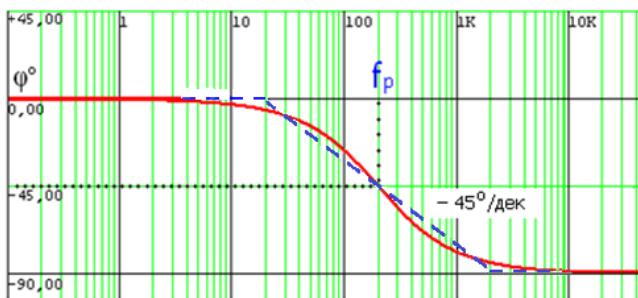
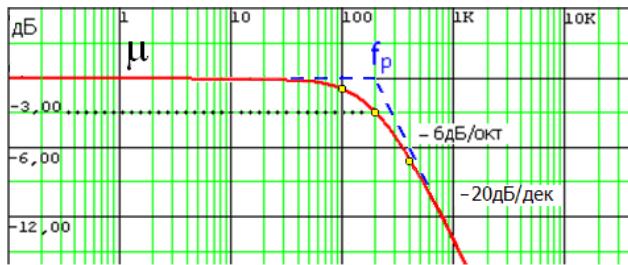


Рис. 4.2. График зависимости коэффициента передачи усилителя

В ОУ оказывается более удобным использовать наклон  $-20\text{ dB/дек}$ , так как по вертикальной оси имеем десятичный масштаб, а логарифмический

масштаб по оси частот повторяется с периодом, также равным десяти. К тому же диапазон частот наклонного участка АЧХ в ОУ простирается на несколько декад. Обратите внимание: наклон  $-20 \text{ дБ/дек} = -6 \text{ дБ/окт}$ .

Запаздывание по фазе для одного полюса не превышает  $-45^\circ$  для частот меньше сопрягающей и увеличивается до значений больших  $45^\circ$ , когда  $f$  становится больше  $f_p$ , приближаясь к максимальному значению  $-90^\circ$  асимптотически. ФЧХ аппроксимируется тремя отрезками прямых, причем наклон составляет  $-45^\circ/\text{дек}$ , а сопряжение асимптот происходит на частотах  $0,1f_p$  и  $10f_p$  при максимальной погрешности  $4^\circ$ . Следует помнить, что на частоте полюса фазовый сдвиг составляет  $-45^\circ$  ( $f=f_p$ ,  $-\arctg 1 = -45^\circ$ ).

В зависимости от того, относительно какого входа ОУ измеряется фаза, начальный участок может начинаться с  $0^\circ$  или  $180^\circ$ .

#### **4.1.1. Усилительный каскад с однополюсной функцией передачи ОУ и ОС**

Подставляя коэффициент усиления ОУ  $\mu(p) = \mu/(1+p\tau)$  в общее выражение для коэффициента усиления с отрицательной ОС  $K_F(p) = \frac{\mu(p)}{1+\mu(p)B}$ , получаем коэффициент усиления на ОУ с ОС

$$\begin{aligned} K_F(p) &= \frac{\mu(p)}{1+\mu(p)B} = \frac{\frac{\mu}{1+p\tau}}{1+\frac{\mu}{1+p\tau}} = \frac{\mu}{1+\mu+p\tau} = \frac{\mu}{F+p\tau} = \\ &= \frac{\mu}{F(1+p\tau_F)} = \frac{K_F}{1+p\tau_F}. \end{aligned}$$

В каскаде с ОС  $\tau_F = \tau/F$  и частота полюса  $f_{pF} = f_p F$ .

Таким образом, ОС уменьшает коэффициент усиления ОУ  $\mu$  в глубину ОС раз и делает его равным  $K_F = \mu/F$ . Очевидно, что ОС во столько же раз увеличивает частоту полюса. Отношение частот полюсов равно глубине ОС  $f_{pF}/f_p = F$ . Частота полюса в однополюсной системе является одновременно граничной частотой по уровню  $-3\text{дБ}$ .

Асимптотические АЧХ ОУ и АЧХ с ОС изображены на рис. 4.3, а. Здесь график зависимости коэффициента передачи ОУ пересекает ось ординат в точке  $20\lg\mu$ . Асимптоты сопрягаются на частоте полюса  $f_p$ . Выше этой частоты спад усиления происходит с наклоном  $-20 \text{ дБ/дек}$ .

График зависимости коэффициента передачи усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, пересекает ось ординат в точке  $20\lg K_F$ , и, так как АЧХ в цепи ОС не имеет ни нулей ни полюсов, этот график представляет собой прямую линию до пересечения с графиком зависимости коэффициента передачи ОУ  $\mu$  в точке «а». После этого график зависимости

коэффициента передачи усилителя, охваченного ОС, совпадает с графиком зависимости коэффициента передачи усилителя без ОС, поскольку на этих частотах именно он определяет поведение системы, поскольку усиление с ОС не может быть больше усиления без ОС. В действительности коэффициент передачи начинает спадать раньше, чем будет достигнута частота, соответствующая абсциссе точки а, на этой же частоте спад уже составляет 3 дБ. Штрих-пунктирная линия показывает возможное продолжение графика  $K_F$ . При введении отрицательной ОС, сопрягающая частота равна сопрягающей частоте без ОС, умноженной на глубину ОС. [4]

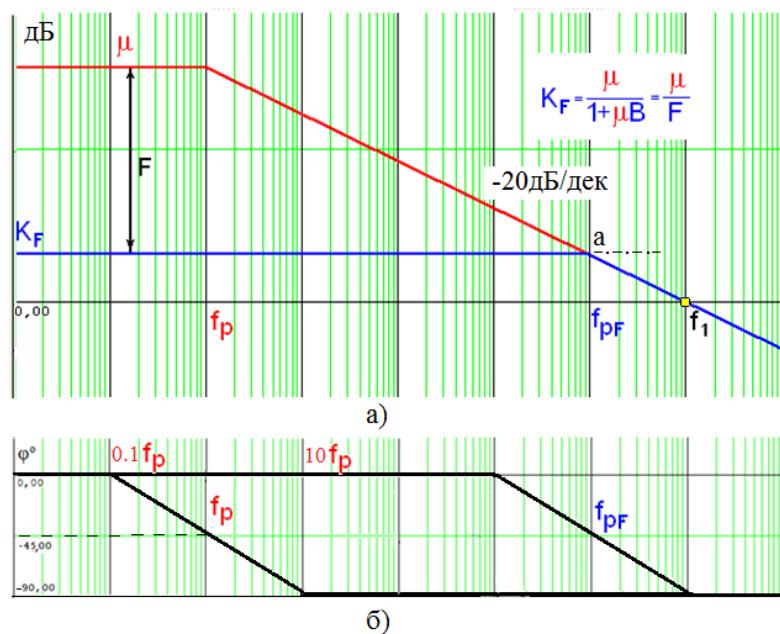


Рис. 4.3. АЧХ а) однополюсного ОУ без ОС и с ОС и б) соответствующие ФЧХ

Асимптотические ФЧХ показаны на рис. 4.3, б. Максимальный сдвиг фазы, который может появиться в усилителе со скоростью спада  $-20$  дБ/дек, равен  $-90^\circ$ . Это не зависит от наличия или отсутствия ОС. При ОС наклонный участок ФЧХ перемещается в область более высоких частот вслед за полюсом, сохраняя условие, что фазовый сдвиг на частоте полюса также  $-45^\circ$ , но теперь это полюс с ОС  $f_{pF}$ .

На рис. 4.4 изображены АЧХ при разных глубинах ОС. Введение отрицательной ОС увеличивает эффективную полосу пропускания ОУ, но за это увеличение полосы приходится платить уменьшением коэффициента усиления. Чем больше глубина ОС  $F$ , тем меньше коэффициент усиления  $K_F$  с замкнутой ОС.

Асимптотические графики, на которых представлены зависимости десятичного логарифма коэффициента усиления от десятичного логарифма частоты, называют *диаграммами Боде*. [7]

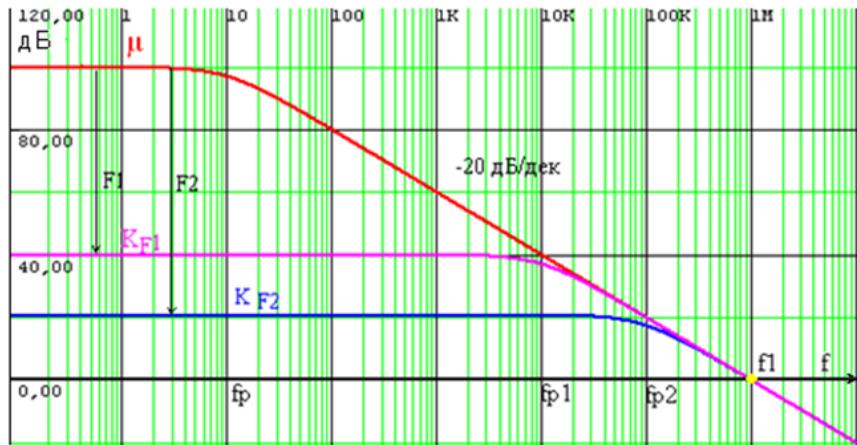


Рис. 4.4. Влияние ОС на характеристики однополосного ОУ

Рассматривая диаграммы Боде, присущие усилителям с одним полюсом, замечаем, что  $K_F f_{pF} = \frac{\mu}{F} f_p F = \mu f_p = 1 f_1$ . Произведение коэффициента усиления на полосу пропускания величина постоянная. Ее называют *площадь усиления*. На рис. 4.5 показано, что произведение любого коэффициента усиления на определяемую им граничную частоту действительно похоже на площадь. Это соотношение дает возможность узнать, какой частью коэффициента усиления необходимо пожертвовать для получения желаемой полосы пропускания.

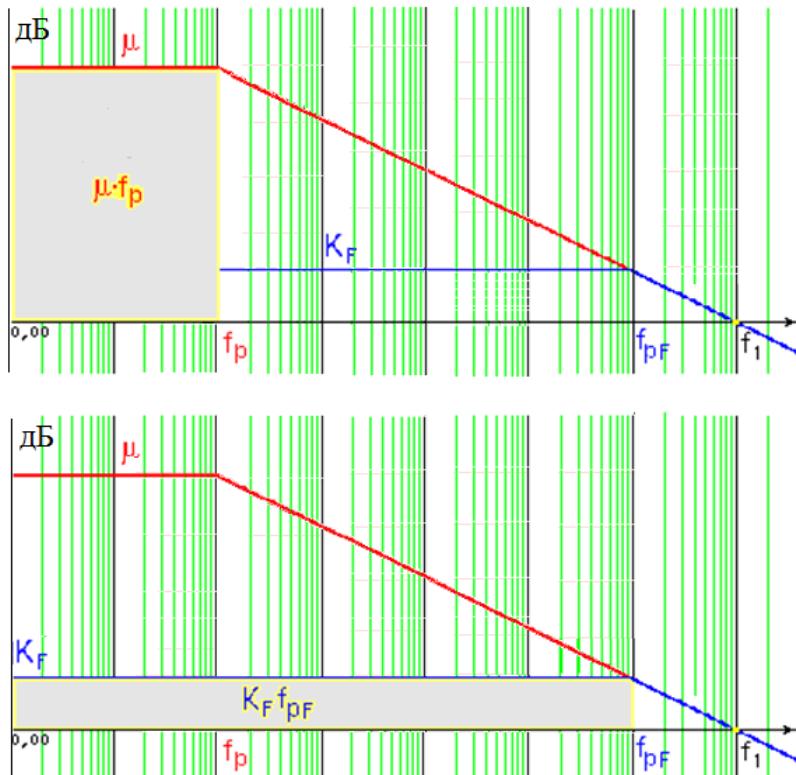


Рис. 4.5. Иллюстрация к понятию «площадь усиления»

Частота единичного усиления  $f_1$  является важным справочным параметром при определении свойств усилителя на малом сигнале. Эта частота определяет активную полосу пропускания, максимально реализуемую для данного типа устройства. Выше этой частоты усиления нет. Частота единичного усиления является справочным параметром ОУ. По ней можно еще определить частоту полюса  $f_p = f_1 / \mu$ .

#### 4.2. Частотные характеристики ОУ с двумя полюсами

Диаграммы Боде для ОУ с двумя полюсами в функции передачи представлены на рис. 4.6. АЧХ содержит горизонтальный участок на уровне  $20\lg\mu$  и два излома на частотах полюсов  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  (рис. 4.6, а). Каждый полюс дает наклон  $-20$  дБ/дек, поэтому после частоты второго полюса общий наклон составляет  $-40$  дБ/дек.

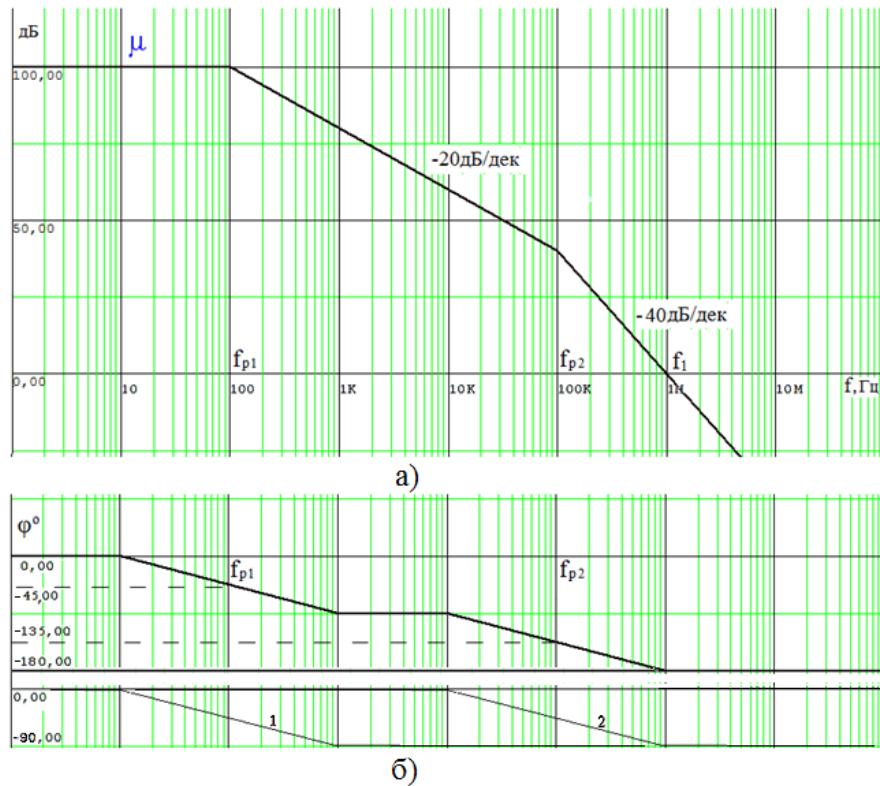


Рис. 4.6. Диаграммы Боде ОУ с двухполюсной функцией передачи

Коэффициент передачи такого ОУ с двумя полюсами имеет в знаменателе два сомножителя, отражающие влияние первого полюса ( $\tau_1$ ) и второго ( $\tau_2$ ).

$$\mu(p) = \frac{\mu}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}, \quad \tau_i = \frac{1}{2\pi f_{pi}}.$$

На ФЧХ два полюса создают два наклонных участка (рис. 4.6, б). Здесь показаны две отдельные ФЧХ, образующие диаграммы, обозначенные цифрами 1 и 2 внизу. Эти диаграммы суть ФЧХ рис. 4.2. Они показывают фазовый сдвиг от  $0^\circ$  до  $-90^\circ$  каждая. Полная диаграмма получается путем сложения их ординат (верхняя часть рис. 4.6, б). На частоте первого полюса фазовый сдвиг равен  $-45^\circ$ , на частоте второго  $-135^\circ$ . Согласно диаграмме на частоте второго полюса сложился фазовый сдвиг  $-90^\circ$  от первого полюса с фазовым сдвигом второго на этой частоте  $-45^\circ$ . Максимальный фазовый сдвиг, как и следовало ожидать, асимптотически стремится к  $-180^\circ$ .

#### 4.2.1. Частотные характеристики ОУ с двумя полюсами с ОС

Подставляя  $\mu(p)$  двухполюсного ОУ в общее выражение для коэффициента усиления с ОС, получаем

$$K_F(p) = \frac{\mu}{F + p(\tau_1 + \tau_2) + p^2\tau_1\tau_2}.$$

На рис. 4.7 показано влияние ОС на диаграммы Боде ОУ с двухполюсной функцией передачи. Горизонтальная асимптота ОУ без ОС проходит на уровне  $20 \lg \mu$ . Сопряжение асимптот происходит на частотах полюсов  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$ . Разные значения глубины ОС в знаменателе дают различные корни квадратного уравнения в знаменателе  $K_F(p)$ . При небольшой глубине ОС корни получаются вещественными. ОС уменьшает коэффициент усиления и изменяет частоты полюсов так, что точки излома на диаграмме перемещаются навстречу друг другу в диапазоне частот с наклоном  $-20 \text{ дБ/дек}$ . При некоторой глубине ОС ( $F_3$ ) корни уравнения становятся кратными (частота полюса  $f_{pk}$ ). В этом случае на диаграмме точки сопряжения сливаются в одну. Наклон асимптоты удваивается. Остается только  $-40 \text{ дБ/дек}$ .

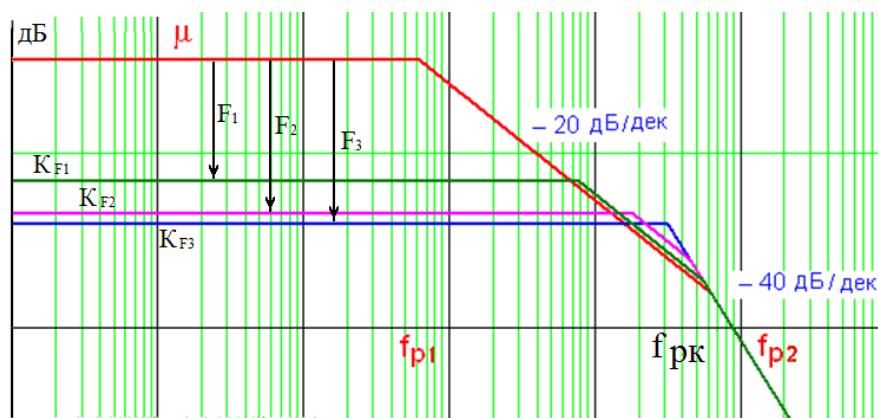


Рис. 4.7. Диаграммы Боде для двухполюсного ОУ с ОС

При глубокой ОС на АЧХ появляются подъемы, свидетельствующие о фазовом сдвиге, приближающемся на верхних частотах к  $180^\circ$ . Такой уси-

лиль, однако, не самовозбуждается, поскольку его фазовый сдвиг приближается к  $180^\circ$  асимптотически. Уменьшение запаса по фазе приводит к неравномерности на АЧХ и выбросам на ФЧХ. В ряде случаев это может быть тоже недопустимым (рис. 4.8).

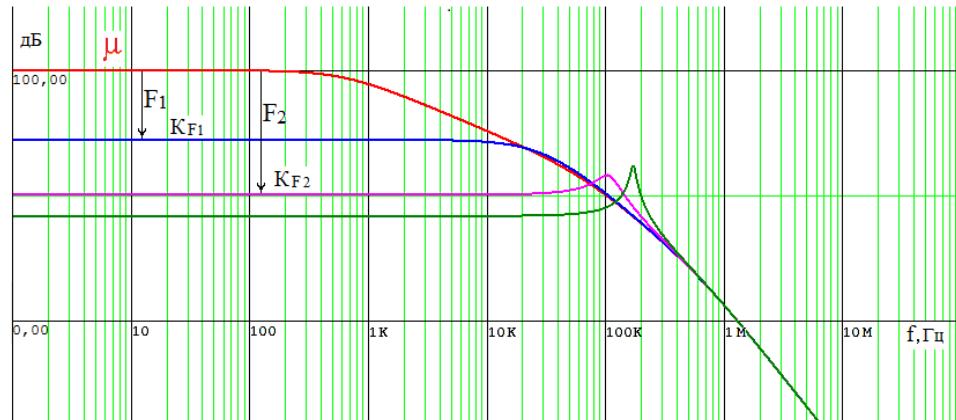


Рис. 4.8. АЧХ двухполюсного ОУ при глубокой ОС

#### 4.3. Частотные характеристики ОУ с тремя полюсами

На рис. 4.9 представлены диаграммы Боде для трехполюсного ОУ. Третий полюс добавляет на АЧХ еще один падающий участок и наклон асимптоты  $-60$  дБ/дек. Вместе с этим на ФЧХ третий полюс добавляет фазовый сдвиг еще на  $-90^\circ$  и в итоге общий сдвиг фаз достигает  $-270^\circ$ .

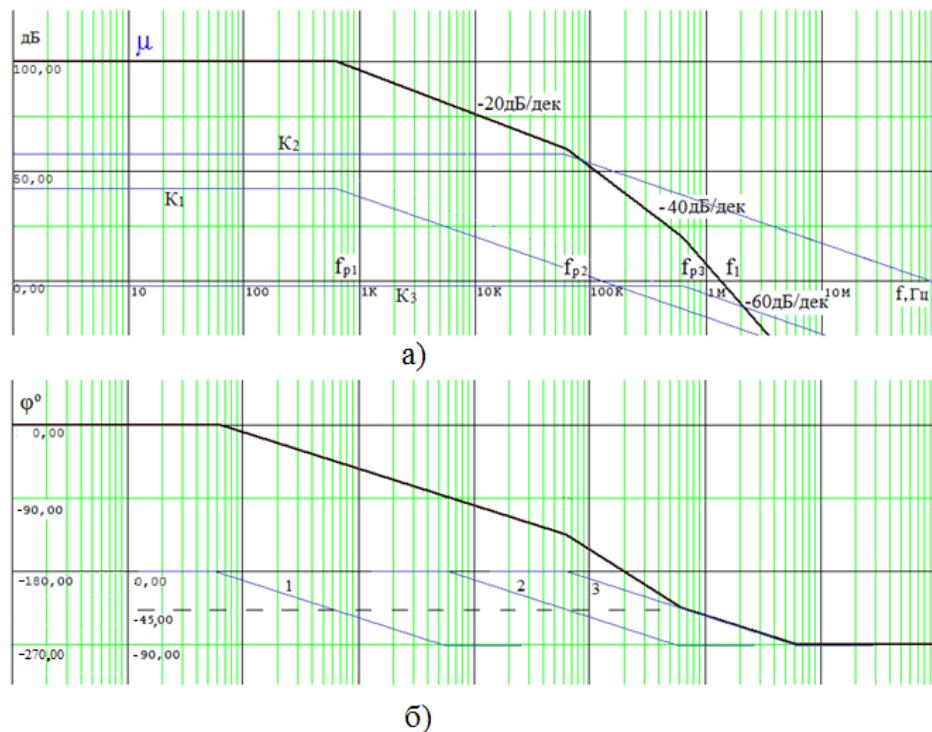


Рис. 4.9. Диаграммы Боде для трехполюсного ОУ

Кроме этого, на рис. 4.9, а тонкими линиями показаны АЧХ отдельных каскадов ОУ  $K_1, K_2, K_3$ , а на рис. 4.9, б также тонкими линиями показаны ФЧХ отдельных каскадов (1, 2, 3). Они служат напоминанием о принципе сложения диаграмм.

#### 4.3.1. Частотные характеристики ОУ с тремя полюсами с ОС

АЧХ трехполюсного ОУ с ОС (рис. 4.10) очень напоминает АЧХ двухполюсного ОУ (рис. 4.6). В этом случае комплексно-сопряженные корни появляются при меньшей глубине ОС, также и неравномерность на АЧХ. Она будет возрастать до тех пор, пока не возникнет самовозбуждение.

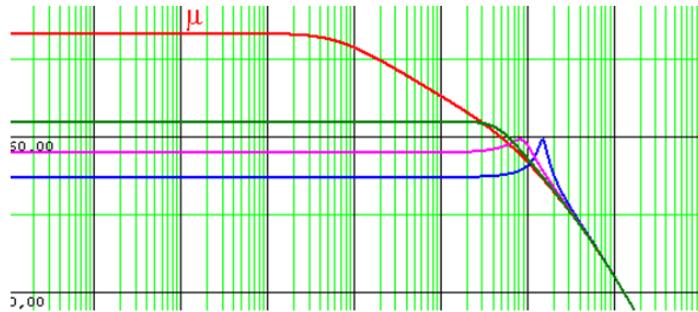


Рис. 4.10. АЧХ трехполюсного ОУ с ОС

Коэффициент передачи ОУ с тремя полюсами имеет в знаменателе соответственно три сомножителя, отражающие влияние трех полюсов.

$$\mu(p) = \frac{\mu}{(1p\tau_1)(1p\tau_2)(1p\tau_3)}.$$

Подставляя  $\mu(p)$  трехполюсного ОУ в общее выражение для коэффициента усиления с ОС, получаем коэффициент усиления с ОС на трехполюсном ОУ.

$$K_F(p) = \frac{\mu}{F + p(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) + p^2(\tau_1\tau_2 + \tau_3(\tau_1 + \tau_2)) + p^3\tau_1\tau_2\tau_3},$$

заменяя коэффициента при  $p$

$$a = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3; \quad b = \tau_1\tau_2 + \tau_3(\tau_1 + \tau_2); \quad c = \tau_1\tau_2\tau_3,$$

$$\text{получаем } K_F(p) = \frac{\mu}{F + pa + p^2b + p^3c}.$$

Теперь запишем модуль коэффициента усиления с ОС

$$|K_F(\omega)| = \frac{\mu}{\sqrt{(F - \omega^2 b)^2 + \omega^2 (a - \omega^2 c)^2}}.$$

### 4.3.2. Условие устойчивости и предельная глубина ОС

Условие самовозбуждения предполагает стремление коэффициента усиления с ОС  $K_F$  к  $\infty$ . Это требует обращения в нуль содержимого в скобках знаменателя. Подставляя  $\omega^2$  из второй скобки в первую, получаем глубину ОС несовместимую с устойчивой работой усилителя  $F = \frac{ab}{c}$ . Выражая полученную глубину ОС через частоты полюсов, получаем другое представление о предельной глубине ОС  $F = 3 + \frac{f_{p1} + f_{p2}}{f_{p3}} + \frac{f_{p1} + f_{p3}}{f_{p2}} + \frac{f_{p2} + f_{p3}}{f_{p1}}$ .

Проведенный анализ дает результат без запасов устойчивости. Их введение понизит значение допустимой глубины ОС. Однако приведенное соотношение информирует о том, чего нельзя делать.

*Пример 1.* Вычислить глубину ОС, при которой трехполюсный усилитель самовозбуждается, если частоты полюсов одинаковы.

*Решение:* Исходя из того, что  $f_{p1} = f_{p2} = f_{p3}$ , находим  $F = 3 + 2 + 2 + 2 = 9$ .

При заданных условиях можно построить усилитель только с глубиной ОС  $F < 9$ .

*Пример 2.* Вычислить глубину ОС, при которой трехполюсный усилитель самовозбуждается, если частоты полюсов отличаются друг от друга на декаду.

*Решение:* Исходя из того, что  $f_{p2} = 10 f_{p1}$ , а  $f_{p3} = 10 f_{p2}$ , находим

$$F = 3 + \frac{1+10}{100} + \frac{1+100}{10} + \frac{10+100}{1} \approx 123.$$

Получить информацию о частотах полюсов в интегральном ОУ задача непростая, если вообще выполнимая. К тому же представление о трех полюсах в ОУ безусловно является некоторой идеализацией сложной ИС. Тем не менее, рассмотренные примеры ярко иллюстрируют идею построения усилителей с глубокой ОС. Частоты полюсов должны располагаться как можно дальше друг от друга. В конечном счете, приходим к выводу, что целесообразно иметь один доминирующий полюс в диапазоне частот с большим коэффициентом усиления при расположении других полюсов в области малого коэффициента усиления, фактически после частоты единичного усиления  $f_1$ .

## 4.4. Оценка устойчивости по диаграммам Боде

Использование диаграмм Боде наглядно показывает расположение нулей и полюсов на АЧХ и позволяет быстро судить об устойчивости и определять пути ее обеспечения. На рис. 4.11 приведены диаграммы Боде для ОУ, имеющего трехполюсную функцию передачи. При трех полюсах на диаграмме (рис. 4.11, а) получается три точки сопряжения асимптот. Соот-

ветственно этому спад АЧХ характеризуется тремя скоростями  $-20$ ,  $-40$  и  $-60$  дБ/дек.

Этой АЧХ соответствует ФЧХ, диаграмма которой приведена на рис. 4.11, б. Каждому полюсу соответствует ФЧХ, подобная, изображенной на рис. 4.2.

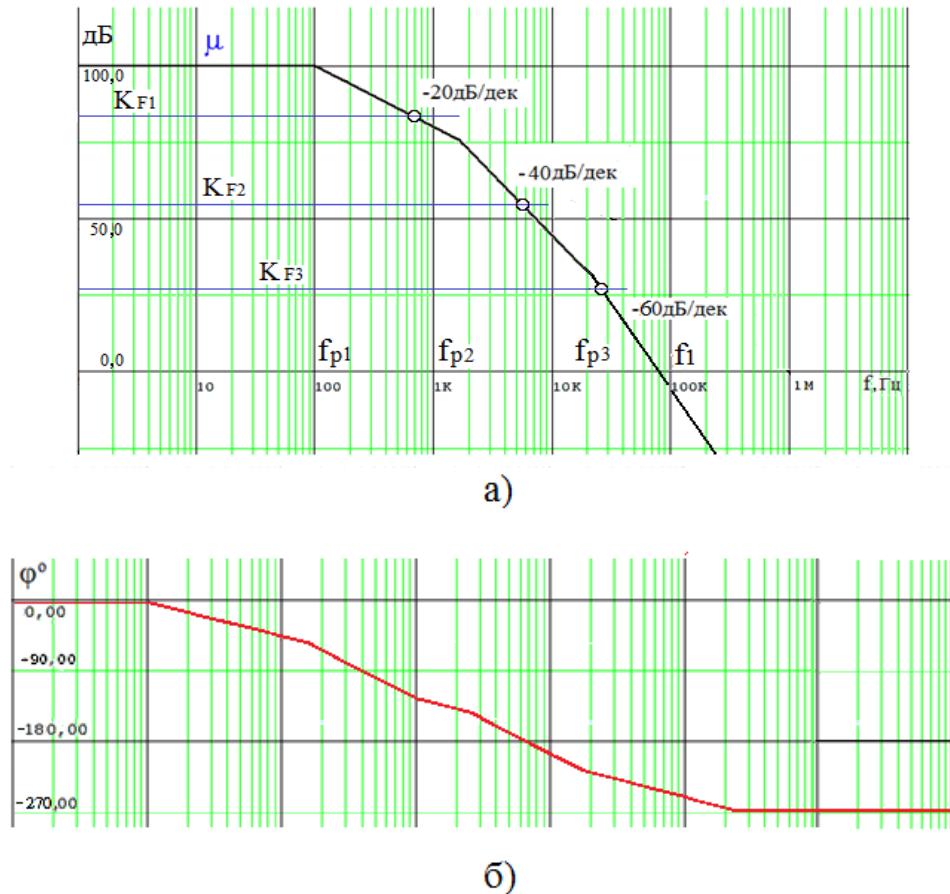


Рис. 4.11. Оценка устойчивости по диаграммам Боде

На частоте любого одного полюса фазовый сдвиг равен  $-45^\circ$ , максимальный фазовый сдвиг  $-90^\circ$ . Три полюса, таким образом, образуют ФЧХ, у которой суммарный сдвиг фазы стремится к  $-270^\circ$ . Здесь важно, что ФЧХ пересекает линию  $-180^\circ$ . В петле отрицательной ОС уже на постоянном токе (и низких частотах) предусмотрен фазовый сдвиг  $180^\circ$ . Вследствие этого сигнал с выхода устройства будет поступать на вход в фазе. На высоких частотах ОС изменит свой знак и возникнут собственные колебания.

Имея диаграмму Боде (рис. 4.11, а), можно судить об устойчивости без графика ФЧХ. Дело в том, что коэффициент усиления с ОС в ОУ можно представить следующим образом

$$K_F = \frac{\mu}{1 + \mu B} = \frac{\mu}{\mu B} \approx \frac{1}{B}.$$

На рис. 4.11, а проведены прямые линии, соответствующие разным значениям  $K_F$ . Эти прямые пересекают АЧХ ОУ в разных частотных диапазонах.

Частоту, на которой горизонталь, определяемая коэффициентом усиления ОУ с замкнутой ОС, пересекает диаграмму Боде для ОУ без ОС (показано кружочками), называют частотой прохождения  $f_0$ . [9]

При пересечении прямой с диаграммой Боде на частотах, где скорость спада составляет  $-20$  дБ/дек усилитель не будет самовозбуждаться независимо от того, чему равен коэффициент петлевого усиления  $T$ : для возникновения автоколебаний  $T$  должен иметь сдвиг фазы  $-180^\circ$ .

Максимальный фазовый сдвиг, который возникает в полосе между  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  (спад со скоростью  $-40$  дБ/дек) составляет  $180^\circ$ . Достигнет ли сдвиг фазы величины  $180^\circ$  в данном случае, зависит от конкретного соотношения между частотами  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  и частотой прохождения. Можно назвать состояние малоустойчивым.

Если пересечение происходит на частотах выше  $f_{p3}$ , то очевидно, что максимально возможный сдвиг фазы в этом диапазоне частот составляет  $-270^\circ$ . Схема работает в режиме, при котором скорость спада на частоте  $f_0$  равна  $-18$  дБ/окт. Она, если не самовозбудилась, то очень близка к этому и потому неработоспособна. Этой ситуации следует всегда избегать.

Теперь можно коротко сформулировать условия устойчивости в терминах положения точки пересечения асимптот АЧХ ОУ и коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС. Если в точке пересечения асимптот АЧХ ОУ и линии коэффициента усиления с ОС  $K_F$  скорость спада равна:

- а)  $-20$  дБ/дек, то усилитель устойчив;
- б)  $-40$  дБ/дек, то усилитель близок к потере устойчивости;
- в)  $-60$  дБ/дек, то усилитель неустойчив;

Каково наименьшее значение коэффициента усиления при замкнутой петле ОС  $K_F$ , при котором устойчиво работает усилитель с заданной АЧХ ОУ. Наименьшее значение  $K_F$  определяется уровнем на АЧХ ОУ, при котором скорость спада все еще равна  $-20$  дБ/дек.

#### 4.5. Определение запасов устойчивости по Боде

Вернемся к критерию устойчивости Боде. На рис. 4.12 изображены АЧХ и ФЧХ некоторого ОУ. Будет ли схема с ОС на таком ОУ устойчива?

Выполним необходимые построения. На АЧХ находим точку, где  $\mu = 0$  дБ. Эта точка отмечена цифрой 1, здесь выполняется условие баланса амплитуд, поскольку в ней  $\mu = 1$ . Переходим на ФЧХ и на той же частоте определяем фазовый сдвиг. Он равен  $34.63^\circ$  (рис. 4.13, б). Это и есть запас по фазе, поскольку на ФЧХ ОУ фаза изменяется от  $180^\circ$  до нуля. Именно такой угол недостает до  $0^\circ$  для выполнения баланса фаз.

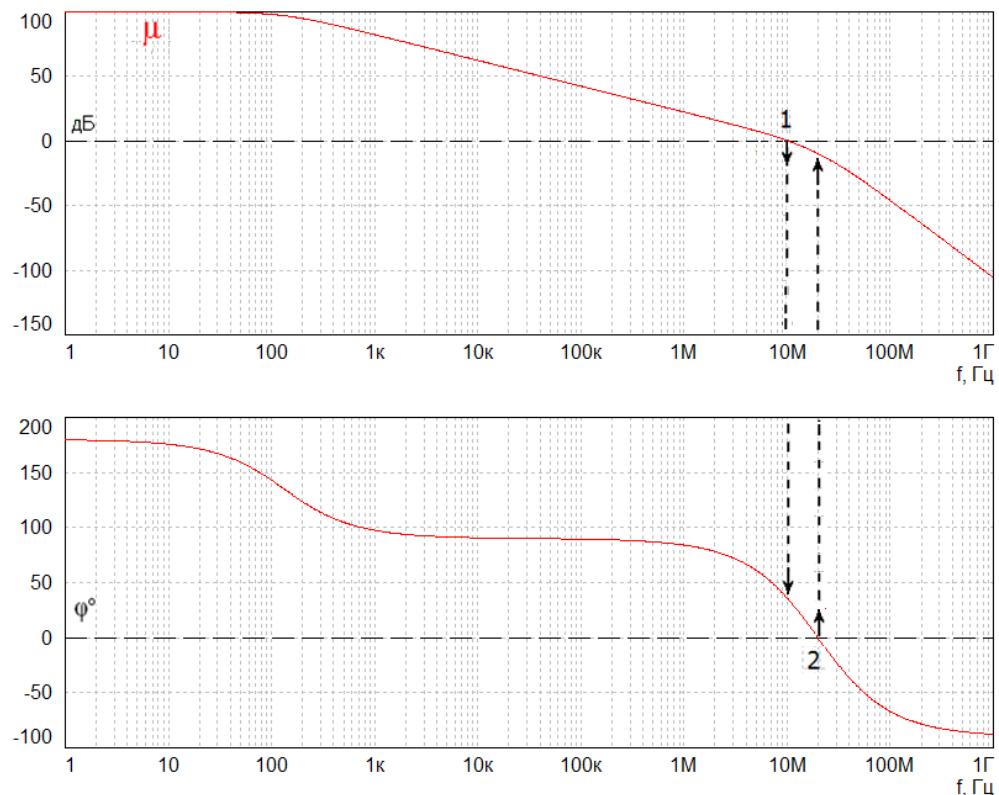


Рис. 4.12. Определение запасов устойчивости



Рис. 4.13. Показания линейки *Fastmean* о запасе устойчивости по фазе

Теперь на ФЧХ находим точку, где фазовый сдвиг  $\phi = 0^\circ$ . Эта точка отмечена цифрой 2, здесь выполняется условие баланса фаз. Переходим на АЧХ и на той же частоте определяем модуль коэффициента усиления. Очевидно он меньше единицы. Его величина составляет  $-9,75$  дБ (рис. 4.14, б). Усилитель устойчив при любой глубине ОС.

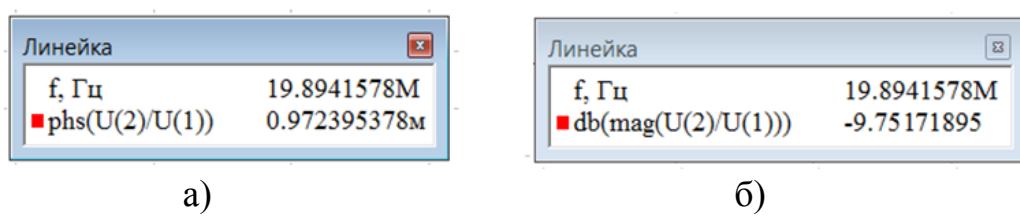


Рис. 4.14. Показания линейки Fastmean о запасе устойчивости по модулю

Следует заметить, что точная установка  $\mu = 0$  дБ и  $\phi = 0^\circ$  достаточно трудоемка. Она сводится к тому, что для достижения большой точности приходится неоднократно сужать диапазон частот вокруг точки 1 и точки 2. Глубокого смысла в этом нет. Микродецибелы и милиградусы на левых шкалах рис. 4.13 и 4.14 вполне могут соответствовать нулевому значению.

#### 4.5.1. Операционный повторитель

Наибольшая ОС имеет место в схемах операционного повторителя (ОП). Схема ОП приведена на рис. 4.15, а.

Принято считать, что коэффициент усиления у ОП  $K_F = 1$ . При большом собственном коэффициенте усиления ОУ  $\mu$  с этим можно согласиться. В цепи ОС этой схемы нет никаких элементов. Выход непосредственно соединен со входом. По этой причине  $B = 1$ . Получаем выражение для коэффициента усиления ОП в виде  $K_F = \mu/(1+\mu)$ . При  $\mu = 10^5$  (на рис. 4.16 100 дБ) получаем  $K_F = 0,99999$ , что вполне соответствует единице. Название операционный повторитель объясняется тем, что сигнал в этой схеме подается на неинвертирующий вход, и, следовательно, фаза напряжения на его выходе будет такой же как на входе, а амплитуда выходного напряжения будет практически равна входному. Все повторяется. Он повторитель.

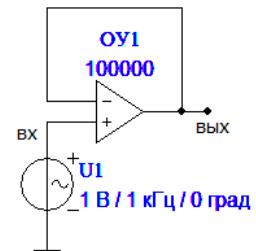


Рис. 4.15 Схема операционного повторителя

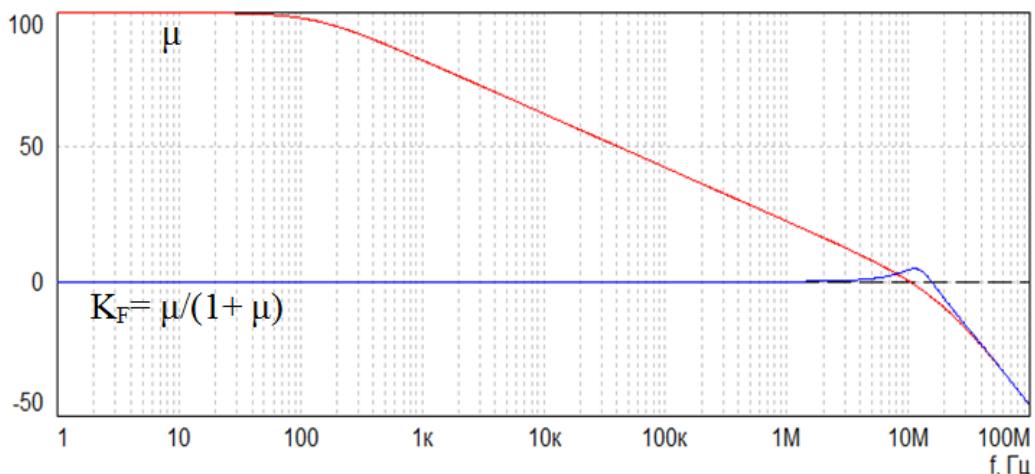


Рис. 4.16. АЧХ ОП, построенного на ОУ с частотными характеристиками рис. 4.12

На рис. 4.16 показана АЧХ ОП. Тут же для сравнения приведена АЧХ ОУ. Она соответствует рис. 4.12. Коэффициент усиления ОП в большом интервале частот равен 0 дБ, как и следовало ожидать. Подъем в области верхних частот говорит о недостаточном запасе по фазе.

## 4.6. Характеристика неустойчивого ОУ

Не все ОУ имеют характеристики, обеспечивающие устойчивую работу схем с ОС. На рис. 4.17 показаны именно такие характеристики. На ФЧХ ОУ находим точку, где фазовый сдвиг равен нулю. Это происходит на частоте 21.2 МГц (рис. 4.18). Переходя на АЧХ ОУ узнаем, что коэффициент усиления на этой частоте равен 19.74 дБ (рис. 4.18, б). На ФЧХ выполняется баланс фаз  $\phi = 0^\circ$ , а на АЧХ выполняется баланс амплитуд  $\mu \geq 1$ , поскольку  $K_{F\min} = 19.74$  дБ. Усилитель с ОС, построенный на ОУ с такими характеристиками, окажется неустойчивым. *На таком ОУ построить операционный повторитель невозможно.*

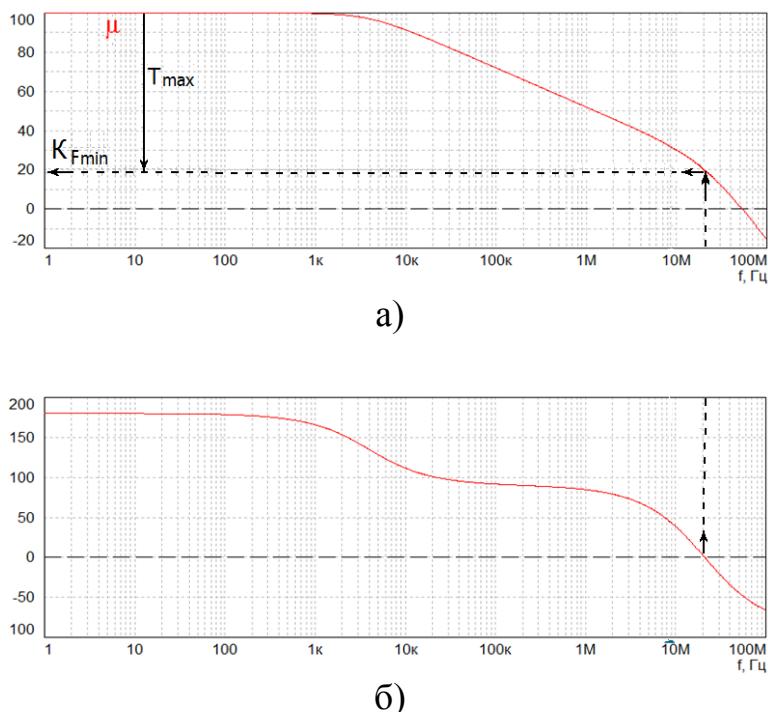


Рис. 4.17. Определение минимального коэффициента усиления при замкнутой петле ОС

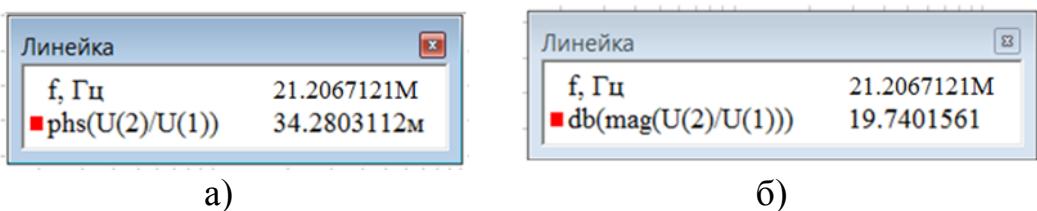


Рис. 4.18. Свидетельства линейки Fastmean об отсутствии запасов устойчивости

ОУ с характеристиками, не гарантирующими устойчивую работу при глубине ОС  $F = 1+\mu$ , как в ОП, допустимо использовать в устройствах, где можно обойтись существенно меньшей глубиной ОС. Из рис. 4.17, занима-

ясь запасами устойчивости, мы одновременно узнаем максимально допустимое петлевое усиление в схеме с ОС  $T_{\max}$ . Этот показатель определяет предельную, недопустимую глубину ОС  $F_{\max} = 1 + T_{\max}$ . Ее нельзя реализовать, поскольку нет запасов устойчивости, но при меньшей глубине ОС схемы могут функционировать.

Вычисление  $K_F \min$  носит промежуточный характер. Главная задача определить глубину ОС. Работу можно облегчить, если вызвать еще одно диалоговое окно для модуля без дБ. Это избавит от перевода значений дБ в безразмерную величину. Глубину ОС вычисляем путем деления  $\mu$  на  $K_F$ . Для  $K_F \min = 9,71$  (19,74 дБ) (рис. 4.18, б) глубина ОС  $F_{\max} = \mu/K_F \min = 10^5/9,71 = 10298$ . Коэффициент передачи цепи ОС  $B = (F - 1)/\mu = 0,1$ . Эта величина реализуется двумя резисторами  $R1$  и  $R2$ . Определим при каких сопротивлениях резисторов, например в схеме неинвертирующего усилителя (рис. 2.2, а), возникнет генерация. Поскольку резисторов два, то сопротивление одного из них следует выбрать. Допустим, что сопротивление  $R1 = 1$  кОм. Значение другого сопротивления находим по формуле  $R2 = R1(1 - B)/B = 10^3(1 - 0,1)/0,1 = 9$  кОм.

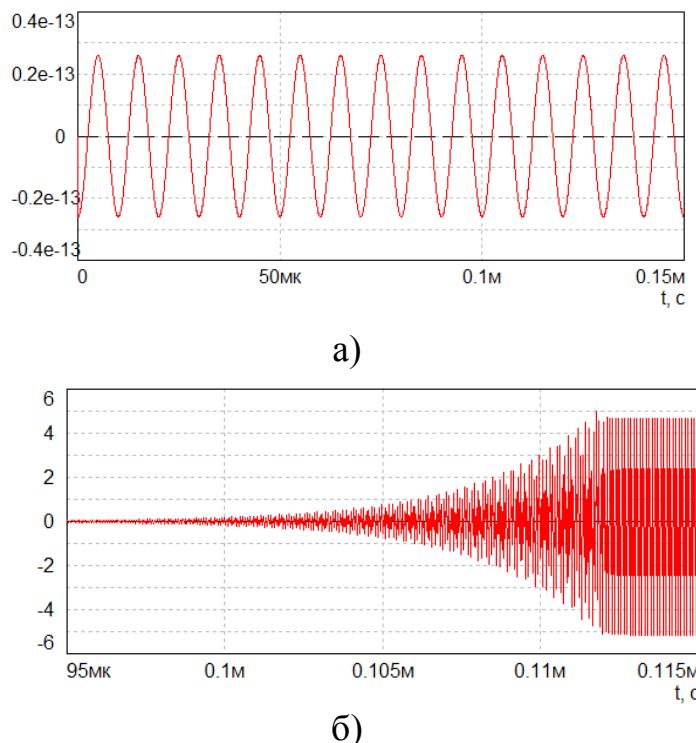


Рис. 4.19. Возникновение собственных колебаний в усилителе

Верхний график подтверждает, что толчком к возбуждению служит ничтожное электрическое воздействие. Обратите внимание на вертикальную ось, на входе напряжение доли пиковольт. Колебания возникают и при меньшем воздействии, но Fastmean перестает выполнять свою работу, не держит рисунок.

На нижнем графике показано как зарождаются и как выглядят автоколебания. Их амплитуда ограничивается только напряжением источника питания.

Уменьшение глубины ОС делает  $K_F > K_{F \min}$ . Точка пересечения уровня  $K_F$  с АЧХ ОУ передвигается вверх и влево (рис. 4.11, а). Смещение влево на АЧХ приводит на ФЧХ к уменьшению фазового сдвига. Вследствие этого образуется запас по фазе относительно точки пересечения на уровне  $K_{F \min}$ . Можно построить устойчивую схему на ОУ.

При прохождении прямоугольных импульсов через усилитель их форма изменяется. Это происходит без ОС и при ее наличии. На эпюры выходного напряжения при замкнутой цепи ОС оказывают заметное воздействие запасы по фазе.

Выбрав запасы по фазе, выполняем расчеты сопротивлений резистора  $R_2$ , как это было сделано для  $K_{F \min}$ . В табл. 1 показан результат таких расчетов. Собрав схему рис. 2.2, а, сможем наблюдать, как изменяется форма прямоугольных импульсов, при разных запасах по фазе.

Таблица 1

$\Phi_3^o$	30	45	60	90	$R_1 = 1 \text{ кОм}$
$K_{\min}$	19,3	31	52,6	545	
$F$	518	322	190	18	
$R_2$	18 кОм	30 кОм	49 кОм	550 кОм	

На рис. 4.20 изображены нормированные переходные характеристики при запасах по фазе  $30^\circ$  и  $90^\circ$ .

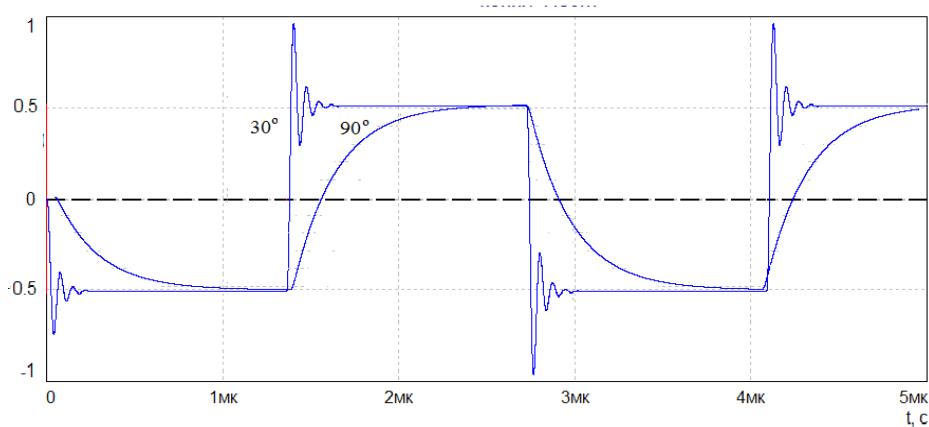


Рис. 4.20. Нормированные переходные характеристики при запасах по фазе  $30^\circ$  и  $90^\circ$

Больший запас будет при большем  $K_F$ , большем сопротивлении резистора  $R_2$ , следовательно, размах выходного сигнала у ПХ при запасе в  $90^\circ$  будет существенно больше, чем при запасе в  $30^\circ$ . В последнем случае на

фронтах импульса наблюдается значительный колебательный процесс. Выбранные запасы по фазе можно рассматривать как крайние значения, представляющие интерес в инженерной практике и учебном процессе.

Для сохранения прямоугольной формы импульса и получения при этом небольших искажений (выбросов) выбирают промежуточные значения запасов по фазе  $45^\circ$  и  $60^\circ$ , как показано на рис. 4.21.

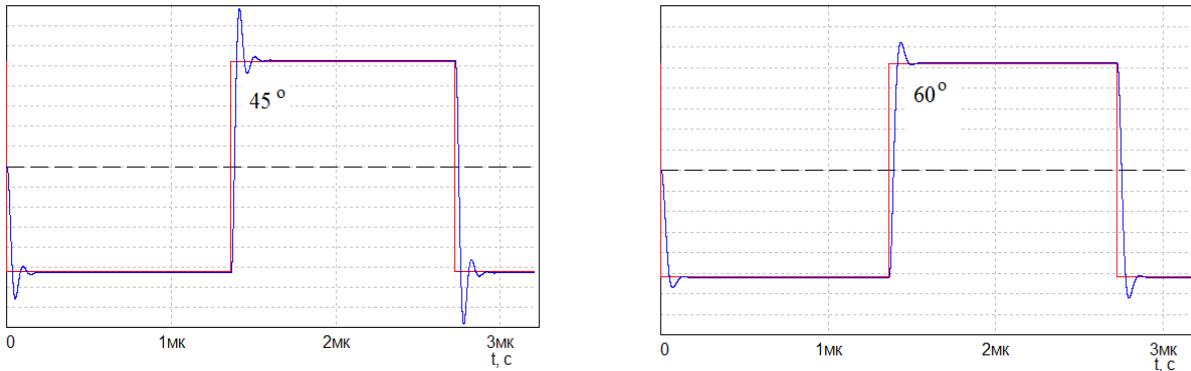


Рис. 4.21. Нормированные переходные характеристики при иных запасах по фазе

## 5. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ

### 5.1. Частотная коррекция ОУ

Для использования ОУ при низких значениях коэффициента усиления с замкнутой цепью ОС необходимо уменьшить запаздывание по фазе.

Если система не гарантирует уровень устойчивости, требуется введение специальных корректирующих цепей. Эти цепи служат для изменения частотных характеристик ОУ, для придания им вида, необходимого для устойчивой работы.

Если АФХ охватывает точку  $(1, j0)$  в определенном диапазоне частот, то для обеспечения устойчивости усилителя с отрицательной ОС необходимо включать такие цепи коррекции, которые уменьшают коэффициент петлевого усиления в этой области частот до значений, обеспечивающих невыполнение условий баланса амплитуд.

Задача корректирующей цепи состоит в том, чтобы обеспечить для скорректированного усилителя спад характеристики  $-20$  дБ/дек в возможно большем интервале частот. Это гарантирует выполнение условия  $\phi < 180^\circ$  и устойчивую работу усилителя.

Так как нежелательные инерционные звенья с частотами полюсов  $f_{p2}$  и  $f_{p3}$  не могут быть устранены из схемы усилителя, то остается лишь уменьшать частоту первого полюса  $f_{p1}$ . Существует довольно много способов коррекции. В большинстве из них используется именно этот принцип.

### 5.1.1 Схема коррекции RC-цепью

Нескорректированные ОУ имеют один или несколько выводов, обозначаемых *FC* (частотная коррекция), к которым подключаются внешние корректирующие цепи (рис. 5.1, а). Обычно изготовители указывают значения *R* и *C* этих цепей, необходимые для работы при конкретных значениях коэффициента усиления с ОС. Тем не менее полезно познакомиться с общими принципами и некоторыми способами осуществления коррекции.

На рис. 5.1, б показан фрагмент макромодели ОУ. Подразумевается первый каскад. Элементами коррекции являются *R2C2*. В этой схеме используется простая однозвенная *RC*-цепь, которая помещена между выходом усилительного каскада и корпусом. Емкость *C1* относится к транзистору (активному четырехполюснику) усилительного каскада.

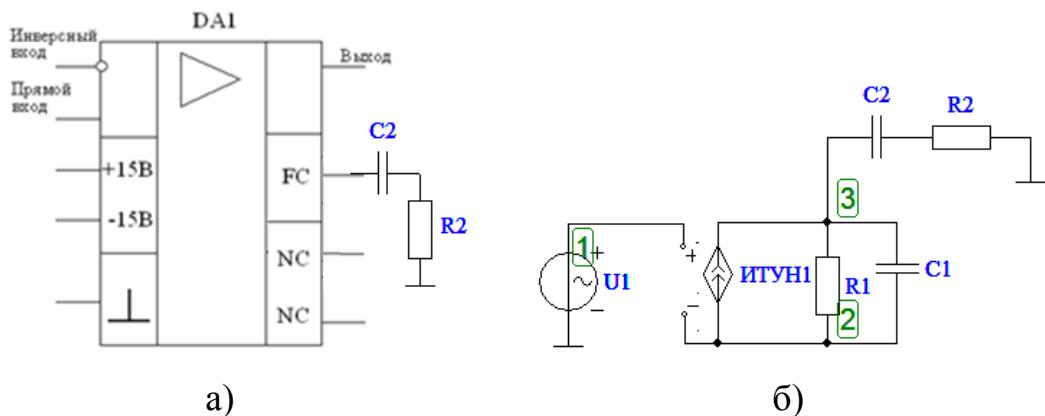


Рис. 5.1. Коррекция ОУ простой *RC*-цепью

Рис. 5.2 иллюстрирует действие частотной коррекции, осуществляющейся при помощи схемы, приведенной на рис. 5.1.

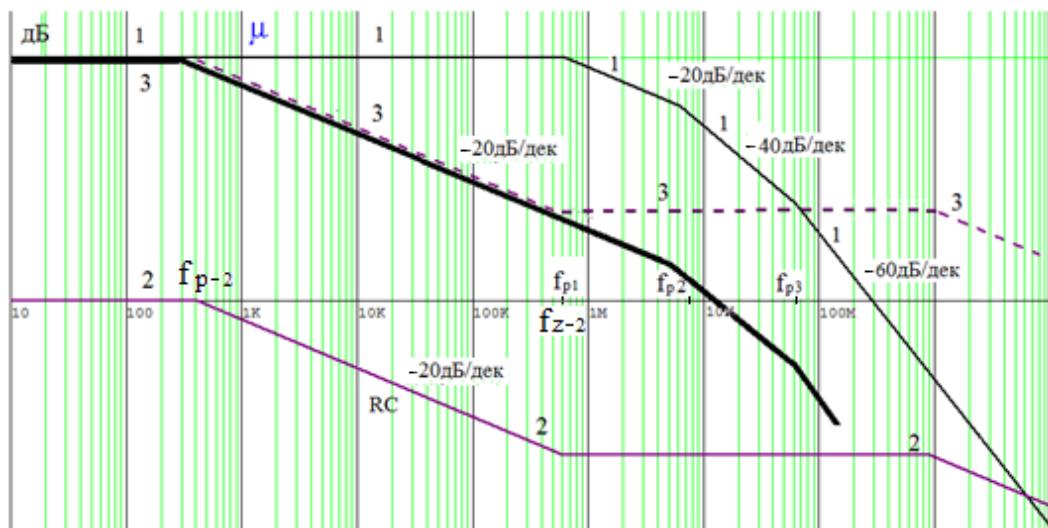


Рис. 5.2. Действие *RC*-цепи на АЧХ ОУ

Диаграмма, обозначенная единицами, представляет собой АЧХ некорректированного ОУ с тремя полюсами. Пассивные элементы узла 3 (рис. 5.1, б) формируют диаграмму с номером 2. Она имеет полюс на частоте  $f_{p-2}$  и нуль на частоте  $f_{z-2}$ . Поскольку цепь коррекции является простейшей однозвенной  $RC$ -цепью, наклон ее АЧХ равен  $-20$  дБ/дек.

Обе эти диаграммы образуют новую диаграмму, изображенную жирной линией. Эта диаграмма принадлежит скорректированному ОУ. Для лучшего понимания происходящего преобразования диаграмма 2 поднята на уровень  $\mu$ , изображена штрихами и обозначена 3.

Действует корректирующая цепь следующим образом. На частотах ниже  $f_{p-2}$  скорректированные и нескорректированные коэффициенты усиления одинаковы, так как реактивное сопротивление конденсатора  $C2$  очень велико и его влияние незаметно. Начиная с частоты  $f_{p-2}$  уменьшение реактивного сопротивления конденсатора  $C2$  выражается на диаграмме 3 (1) участком с наклоном  $-20$  дБ/дек. Горизонтальный участок на диаграмме 1 и наклонный на диаграмме 3 выше частоты  $f_{p-2}$  образуют суммарную АЧХ с наклоном  $-20$  дБ/дек.

На частоте  $fp_1$  коэффициент усиления  $\mu$  ОУ тоже начинает падать с наклоном  $-20$  дБ/дек. Спад обусловленный действием корректирующей цепи здесь должен быть остановлен. Если этого не сделать, то спад скорректированного усилителя на частотах выше  $fp_1$  окажется равен  $-40$  дБ/дек, так как этот спад является суммой спадов диаграмм. Для исключения этого необходимо, чтобы реактивное сопротивление  $C2$  стало пренебрежимо малым по сравнению с  $R2$  и образовался нуль ( $f_{z-2}$ ) в функции передачи корректирующей цепи. Тогда спад от корректирующей цепи прекращается и в полосе частот  $fp_1$  и  $fp_2$  спад характеристики всей системы обусловлен только спадом диаграммы ОУ.

В результате такого взаимодействия ОУ и корректирующей  $RC$ -цепи наклонный участок  $-20$  дБ/дек простирается от частоты  $f_{p-2}$  до частоты второго полюса ОУ  $fp_2$ . Это превращение увеличивает запас устойчивости ОУ.

Включение цепи коррекции вызывает смещение точки начала спада АЧХ в сторону более низких частот, при этом наклон АЧХ ограничивается скоростью  $-20$  дБ/дек в большем интервале частот и предрасположенность схемы к самовозбуждению устраняется.

Первая сопрягающая частота корректирующей цепи ниже сопрягающей частоты любого из нескорректированных каскадов ОУ.

Осуществление частотной коррекции, очевидно, приводит к уменьшению полосы пропускания. Вместе с тем широкая полоса пропускания все равно ничего не дает, если усилитель самовозбуждается.

В первых моделях ОУ применялся рассмотренный метод частотной коррекции. В паспортных данных изображались варианты АЧХ ОУ и при-

водились номинальные значения элементов коррекции для соответствующей характеристики.

На рис. 5.3 показаны диаграммы Боде при разных значениях корректирующих элементов. Диаграмма 3 заслуживает отдельного обсуждения. Она отличается от прочих тем, что наклон  $-20 \text{ дБ/дек}$  сохраняется до частоты второго полюса, что можно считать частотой единичного усиления  $f_1$ . Такого вида коррекцию называют *полной частотной коррекцией*. Она позволяет вводить максимальную глубину ОС вплоть до  $F = 1+\mu$ .

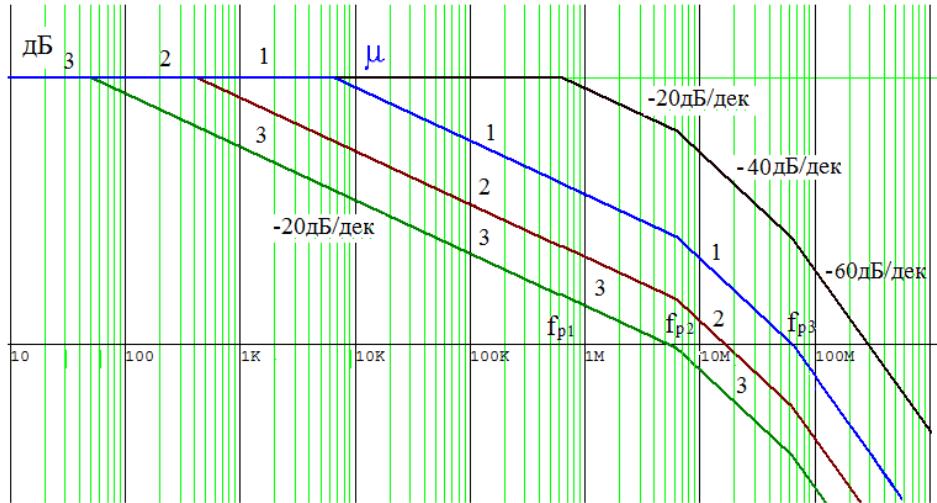


Рис. 5.3. Варианты диаграмм корректированных ОУ

### 5.1.2. Коррекция, основанная на эффекте Миллера

С целью сделать ОУ как можно более удобным для пользователей изготавливатели ИС стремятся использовать универсальную внутреннюю коррекцию без подключения внешних элементов.

Одним из способов решения этой задачи является использование эффекта Миллера. Этот, обычно нежелательный эффект, который приводит к ограничению частотного диапазона усилителей из-за того, что маленькая проходная емкость транзистора действует на его входе как увеличенная в  $1+K$  раз, в данном случае полезен. Этот способ коррекции предполагает подключение корректирующего конденсатора  $C_{\text{корр}}$  между выходом и входом одного из промежуточных каскадов ОУ (рис. 5.4).

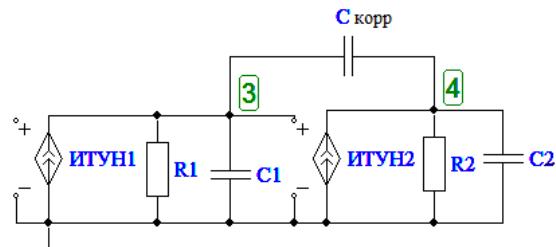


Рис. 5.4. Коррекция емкостью ОС

Емкость корректирующего конденсатора со стороны входа каскада оказывается значительно больше его фактического значения. В результате можно использовать корректирующий конденсатор значительно меньшей емкости. Возможность использования малых емкостей очень важна при производстве ИС ОУ. Для сравнения отметим, что в схемах с внешней корректирующей RC-цепью, требовалась емкость 18000 пФ. Внутри ИС это было невыполнимо. Эффект Миллера позволил уменьшить емкость коррекции до 30–32 пФ и обойтись без внешних цепей коррекции.

Метод коррекции заключается в компенсации второго полюса передаточной функции ОУ. Частоту первого полюса необходимо настолько уменьшить, чтобы условие модуль  $\mu < 1$  было бы выполнено до того, как начнет сказываться влияние второго полюса. Для выполнения этого условия достаточно удовлетворить соотношение  $f_{p1} \leq f_{p2}/\mu$ . Частота единичного усиления тогда  $f_1 = \mu f_{p1} \leq f_{p2}$ . Запас по фазе будет близок к  $45^\circ$ .

Параллельная по входу и выходу отрицательная ОС через емкость коррекции имеет еще одно существенное преимущество – она уменьшает выходное сопротивление каскада. Это приводит к увеличению частоты  $f_{p2}$  до значения даже превышающего частоту  $f_{p3}$ . Такой эффект известен под названием «расщепление полюсов». [5]

На рис. 5.5 цифрами 1 отмечена диаграмма Боде для модуля собственного коэффициента усиления ОУ. Рассмотрим диаграмму скорректированного ОУ (цифры 2). Первая сопрягающая частота  $f_p$  ниже сопрягающих частот любого из каскадов ОУ. На этой частоте возникает доминирующий полюс, другие полюсы располагаются на верхних частотах, где модуль  $\mu < 1$ . Начиная с частоты  $f_p$ , диаграмма имеет наклон  $-20 \text{ дБ/дек}$ . Асимптота с таким наклоном продолжается до частоты третьего полюса ОУ. На его частоту коррекция не повлияла. Присутствие третьего полюса увеличивает наклон до  $-40 \text{ дБ/дек}$ . Первый полюс ОУ переместился в сторону низких частот, а второй в сторону верхних. Он располагается на частоте много выше  $f_{p3}$  (около 1.5 ГГц).

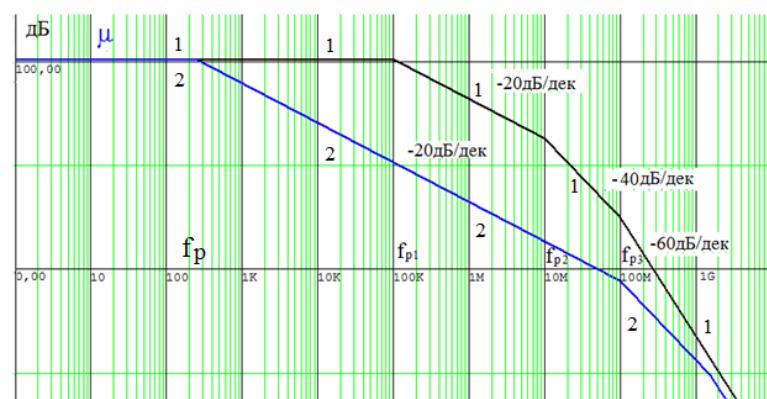


Рис. 5.5. Изменение диаграммы ОУ подключением конденсатора между входом и выходом усилительного каскада

Действие третьего полюса проявляется на частотах близких к частоте единичного усиления скорректированного ОУ  $f_1$ . Эта точка соответствует частоте полной компенсации. ИС с АЧХ, показанной на рис. 5.5, называют ОУ с *полной внутренней частотной коррекцией*. Такую схему можно рассматривать как однополюсную. При таком способе частотной коррекции полоса пропускания разомкнутого ОУ тоже сужается.

Полностью скорректированная ИС ОУ не требует внешних корректирующих цепей. Выпускаются ОУ, у которых отсутствует встроенный корректирующий конденсатор, а вместо него выведены соответствующие точки схемы. В других вариантах используется неполная частотная коррекция с уменьшенным значением корректирующей емкости и к выводам  $FC$  можно подключать внешний конденсатор, увеличивая тем самым емкость коррекции.

### 5.1.3. Коррекция по методу параллельных каналов

Такой тип коррекции используется для получения широкополосных ОУ. Суть коррекции заключается в том, что высокочастотные сигналы при помощи связи по переменному току идут в обход части ОУ, обеспечивающей максимальный коэффициент усиления на НЧ. Сигналы НЧ идут через весь ОУ. Высокочастотные сигналы проходят только через часть ОУ (рис. 5.6, а). Для этого используется разделительный конденсатор  $C1$  и блок  $K3$ . Создаются два канала передачи сигнала. Прохождение сигналов ВЧ через меньшее количество усилительных каскадов ОУ приводит к малому сдвигу фазы, что обеспечивает запас устойчивости при работе на ВЧ.

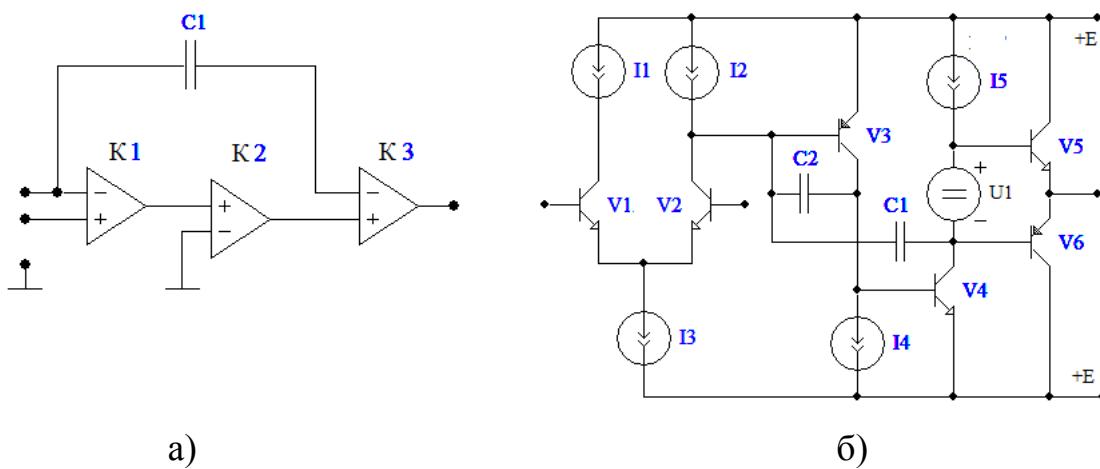


Рис. 5.6. Принцип коррекции с а) параллельными каналами, б) реализация

На рис. 5.6, б показана упрощенная эквивалентная схема ОУ, в котором имеет место дополнительный ВЧ-канал передачи сигнала. Конденсатор  $C2$  создает эффект Миллера в основном канале. Конденсатор  $C1$  позволяет

обойти два транзистора V3 и V4. Минуя их, ВЧ сигнал поступает на базы оконечного каскада V5 и V6. Здесь НЧ и ВЧ сигналы суммируются. При параллельных каналах коэффициенты усиления суммируются как векторы. Это не так легко, как складывать ординаты в логарифмическом масштабе.

Представить происходящее можно, если за результат принимать заранее больший вектор в соответствующем частотном диапазоне. АЧХ ОУ с коррекцией показана на рис. 5.7, а. Спад АЧХ до частот близких к частоте единичного усиления определяется ОУ без ВЧ канала. Он имеет традиционный вид. За частотой единичного усиления коэффициент усиления ВЧ канала превосходит усиление основной части ОУ. Вследствие этого возникает на АЧХ пологий участок, напоминающий ступеньку. На рисунке АЧХ ВЧ-канала показана прерывистой линией. Для наглядности масштаб по вертикали изменен. В ответ на уменьшение скорости спада АЧХ в этом частотном интервале на ФЧХ (рис. 5.7, б) возникает уменьшение фазового сдвига. Такая коррекция позволяет обеспечить необходимый запас устойчивости без существенной потери в полосе пропускания ОУ.

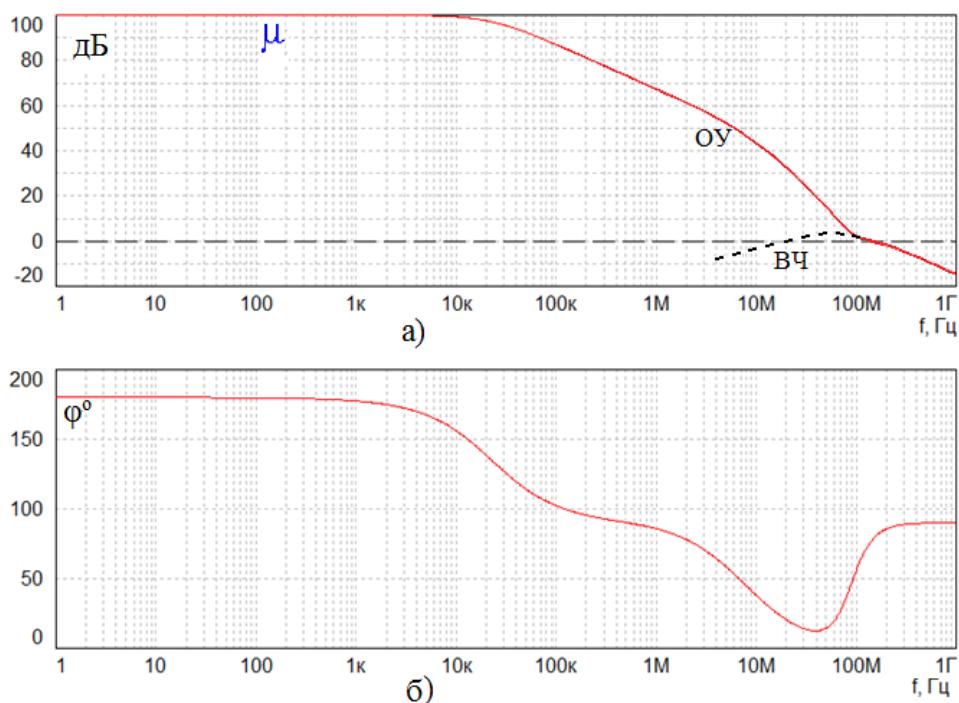


Рис. 5.7. АЧХ и ФЧХ ОУ с коррекцией параллельными каналами передачи

Рассмотренный способ коррекции очень сложен. При построении параллельных каналов может легко получиться неминимально-фазовая цепь, которая имеет дополнительный фазовый сдвиг. Никаких запасов устойчивости в этом случае обеспечить не удастся. В реальных ОУ можно видеть два или три конденсатора обхода, чтобы исключить эту неприятность. Профессионалы, разработчики ИС такого типа, не допускают пользователей к решению вопросов устойчивости.

Способ частотной коррекции ОУ зависит от его типа. Лучший подход – следовать в этом вопросе рекомендациям изготовителя. Изготовитель знает свою собственную продукцию, по крайней мере, не хуже пользователя, и он заинтересован показать ее с наилучшей стороны [11].

## 5.2. Коррекция в цепи ОС

### 5.2.1. Компенсация большой емкости нагрузки

Мы предполагали до сих пор, что цепь ОС имеет плоскую частотную характеристику. Это верно до тех пор пока в качестве цепи ОС используется резистивный делитель  $R_1$  и  $R_2$ . ОУ с внутренней частотной коррекцией обычно работают устойчиво с запасом по фазе по крайней мере  $45^\circ$  при любых параметрах петли ОС, если она включает в себя только резисторы. Нельзя полагаться во всех случаях на коррекцию в ОУ, и каждую схему следует проверять для оценки достаточного запаса устойчивости.

Большая емкость нагрузки  $C_H$  может оказаться дестабилизирующее влияние. Примером высокой емкости нагрузки может служить длинная линия передачи. На рис. 5.8, а приведена схема инвертирующего включения ОУ. Здесь ОУ представлен, как ИНУН с выходным сопротивлением  $r$  ( $r = 0$  справедливо только для идеальных ОУ). На его выходе действует относительно большая емкость  $C_H$ . При отсутствии сопротивления  $R$  эта пара образует простейший НЧ фильтр, который вносит в цепь ОС дополнительный полюс на частоте  $f_H = 1/2\pi r C_H$ . С этой точки наклон диаграммы Боде увеличивается на  $-20$  дБ/дек, и на асимптотической АЧХ появляется участок с наклоном  $-40$  дБ/дек (рис. 5.9) и ОУ оказывается близок к самовозбуждению (рис. 5.8, б).

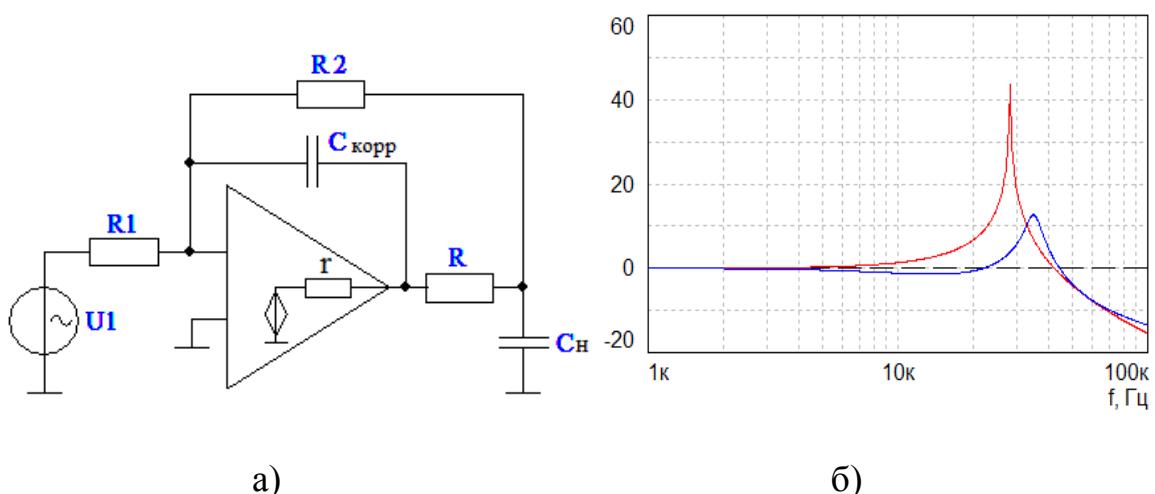


Рис. 5.8. а) Схема компенсации емкости нагрузки и б) влияние коррекции на АЧХ

На рис. 5.9 первоначальная диаграмма Боде отмечена цифрами 1. Изменение диаграммы при введении Сн показывает график с цифрами 2. Участок характеристики со скоростью спада  $-40$  дБ/дек снижает запас устойчивости.

Исключительно большая неравномерность на АЧХ возникает при значительных глубинах ОС, например при  $R1 = R2$ , как в данном случае.

Чтобы избежать этой неприятности, используется дополнительное сопротивление  $R$ , отделяющее емкость нагрузки от выхода ОУ. Часто вполне достаточно значения от 10 до 100 Ом. Сам по себе добавочный резистор не делает работу схемы устойчивой. Его влияние невелико. Очень важно, что в цепь ОС вводится конденсатор  $C_{\text{корр}}$ , который соединяет выход ОУ с его входом, минуя другие элементы. Включение этого конденсатора создает в передаче цепи ОС полюс и нуль, как показано на диаграмме 3 рис. 5.9. Благодаря этому уменьшается участок АЧХ с наклоном  $-20$  дБ/дек, вследствие чего увеличивается запас по фазе и можно получить меньшую неравномерность на АЧХ (рис. 5.8, б). Чем ниже выходное сопротивление ОУ, тем на большую емкость нагрузки он может работать без возникновения генерации.

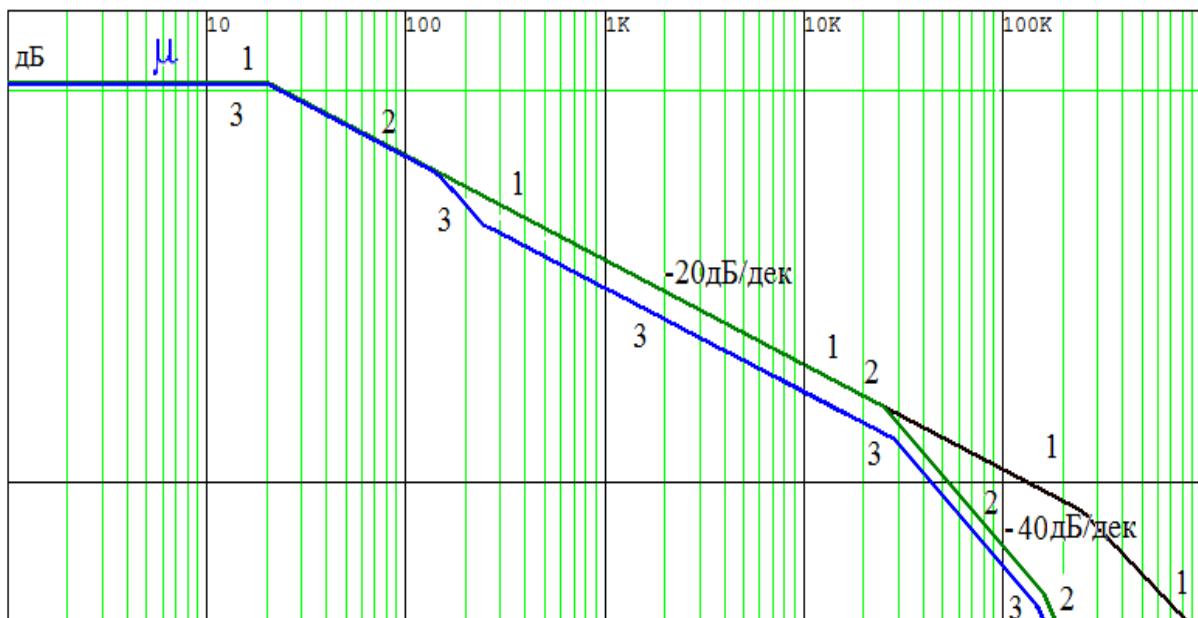


Рис. 5.9. Диаграммы Боде при компенсации емкости нагрузки

Использование резистора развязки  $R$  и включение емкости обхода  $C_{\text{корр}}$  позволяет обеспечить устойчивость схемы, но в тоже время обладает рядом недостатков: уменьшается диапазон выходного напряжения, увеличивается выходное сопротивление, сокращается общая полоса пропускания. [12]

### 5.2.2. Компенсация паразитных емкостей

На практике всегда существуют паразитные емкости корпуса ОУ и монтажа и разработчики ВЧ-схем стремятся минимизировать их влияние.

Паразитные емкости входных выводов ОУ при высокоомных резисторах в цепи ОС создают проблемы со стабильностью и выбросами выходного напряжения. На рис. 5.10 показана схема преобразователя ток-напряжение.

Сигнал поступает от источника тока  $I_1$ . Его внутреннее сопротивление  $R$  велико. Емкость  $C$  между инверсным входом ОУ и землей образована паразитными емкостями входа ОУ и источника тока, а также емкостью монтажа. Из-за паразитной емкости коэффициент петлевого усиления  $T(f)$  получает дополнительный полюс на частоте  $f_F$ . При большом значении сопротивления резистора ОС  $R_2$  полюс может оказаться вблизи второго полюса ОУ  $f_{p2}$ . Таким образом, полюс  $f_{p1}$  создает фазовый сдвиг около  $-90^\circ$ , полюс в цепи ОС  $f_F$  добавляет к нему еще  $-45^\circ$ , и полюс  $f_{p2}$  также добавляет  $-45^\circ$ , в результате чего схема теряет устойчивость.

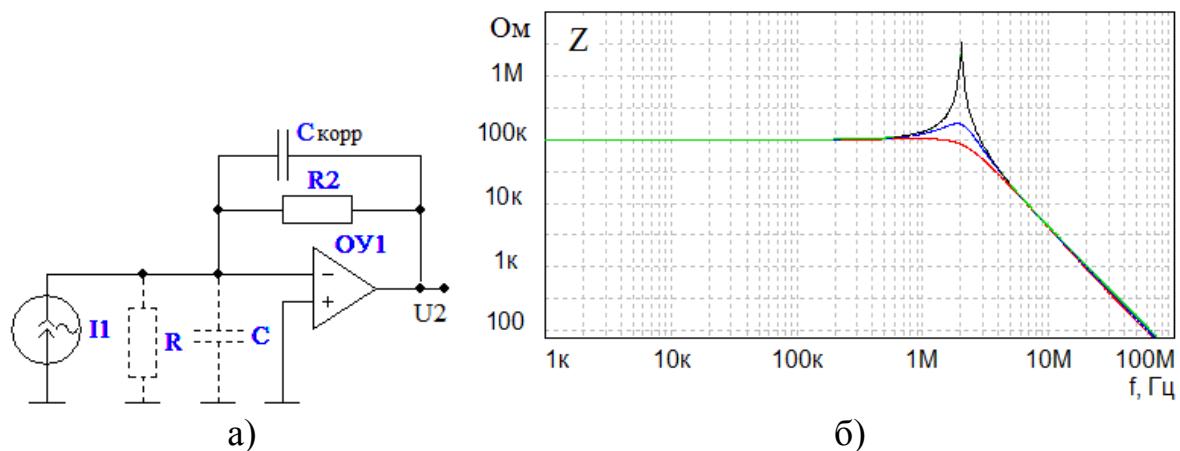


Рис. 5.10. а) Схема с компенсацией паразитных емкостей  
и б) частотные характеристики сопротивления передачи

Для компенсации влияния емкости  $C$  можно использовать конденсатор небольшой емкости  $C_{\text{корр}}$  в цепи ОС, включенный параллельно резистору  $R_2$ . Компенсационный конденсатор вносит в коэффициент петлевого усиления полюс и нуль. Когда нуль цепи ОС соответствует частоте  $f_{p2}$ , он исключает наклон  $-40$  дБ/дек и обеспечивает продолжение спада АЧХ с крутизной  $-20$  дБ/дек. Добавление нуля в функцию петлевого усиления делает глубину ОС независимой от паразитной емкости на инвертирующем входе. Этот способ компенсации иногда называют компенсацией с помощью согласованного аттенюатора (делителя). Когда постоянные времени равны ( $R_2 C_{\text{корр}} = R C$ ), передача цепи ОС  $B$  частотно-независима.

Напряжение на выходе схемы прямо пропорционально сопротивлению цепи ОС  $R_2$ . При его значении 1 МОм и выше необходимая емкость коррекции оказывается менее 1 пФ. На практике емкость конденсатора  $C_{\text{корр}}$  можно подобрать, используя отрезок медного провода припаянного к выходу ОУ и расположенного над резистором  $R_2$ . Второй конец этого отрезка должен остаться свободным. Подобрав его длину так, чтобы пропали выбросы на фронтах выходного напряжения, подъемы на АЧХ, в дальнейшем можно создать на печатной плате дорожку из фольги соответствующей длины. На рис. 5.10, б изображены три частотные характеристики передаточного сопротивления преобразователя ток-напряжение. Верхняя кривая без коррекции. Нижняя кривая – максимально плоская. В связи с тем, что ОУ содержит высокочастотные полюсы, подъем на частотной характеристике имеет место даже в режиме согласованного аттенюатора.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полонников, Д. Е. Операционные усилители. Принципы построения, теория, схемотехника / Д. Е. Полонников. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 216 с.
2. Марше, Ж. Операционные усилители и их применение / Ж. Марше. – М. : Москва, 1976. – 258 с.
3. Рутковски, Дж. Интегральные операционные усилители / Дж. Рутковски. – М. : Мир, 1978. – 326 с.
4. Картер, Б. Операционные усилители для всех / Б. Картер, Р. Манчини ; пер. с англ. А. Н. Рободзея. – М. : Додэка-XXI, 2011. – 544 с.
5. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2-х т. / У. Титце, К. Шенк ; пер. с нем. – Т. 1. – М. : Додэка-XXI, 2008. – 832 с.
6. Горовиц, А. М. Синтез систем с обратной связью / А. М. Горовиц. – М. : СР, 1970. – 482 с.
7. Фолкенберри, Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС / Л. Фолкенберри ; пер. с англ. – М. : Мир, 1985. – 512 с.
8. Бойко, В. И. Схемотехника электронных систем. Аналоговые и импульсные устройства / В. И. Бойко, А. Н. Гуржий, В. Я. Жуйков, А. А. Зори, В. М. Спивак. – СПб. : БХВ-Петербург, 2004. – 456 с.
9. Остапенко, Г. С. Усилительные устройства : учебник для вузов / Г. С. Остапенко. – М. : Радио и связь, 1989. – 400 с.
10. Боде, Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью / Г. Боде. – М. : ИЛ, 1948. – 560 с.
11. Достал, И. Операционные усилители / И. Достал. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
12. Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф ; пер. с англ. – М. : Мир, 1988. – 583 с.

Алексеев Алексей Георгиевич  
Климова Полина Валентиновна  
Юрова Валентина Александровна

# СХЕМОТЕХНИКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Обеспечение устойчивости операционных усилителей

Учебное пособие

Редактор *С. Д. Щербакова*  
Компьютерная верстка *Е. А. Головинской*

План 2014 г., п. 58

Подписано к печати 13.10.2014  
Объем 3,5 усл.-печ. л. Тираж 35 экз. Заказ 505

Редакционно-издательский центр СПбГУТ  
191186 СПб., наб. р. Мойки, 61  
Отпечатано в СПбГУТ

*А. Г. Алексеев, П. В. Климова, В. А. Юрова*

# **СХЕМОТЕХНИКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ**

**Обеспечение устойчивости  
операционных усилителей**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**

**Санкт-Петербург  
2014**