

621.38
С 921

621.38; 53

Ўзбекистон Республикаси алоқа вазирлиги
ТОШКЕНТ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА АЛОҚА ИНСТИТУТИ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯ НАЗАРИЯСИ ВА АМАЛИЁТИ

**Н. С. АНДРЕЕВ, Х. К. АРИПОВ, Н. Б. АЛИМОВА,
Ж. Т. МАХСУДОВ, Ш. Б. РАХМАТОВ**

ТЭАИ 40 йиллигига
бағишланади

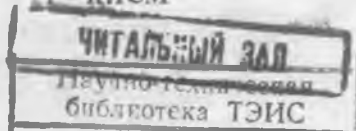
ЎТА КАТГА
ИНТЕГРАЛ МИКРОСХЕМАЛАР
СХЕМОТЕХНИКАСИ

ЎҚУВ КЎЛЛАНМА

3 - ТОМ



1 - ҚИСМ



ТОШКЕНТ - 1995

2033024

УДК 621.49.77:681.3:621.3.032

Тахрир хайъати:

Т.Д.Раджабов (бош мухаррир), М.Н.Арипов (бош мухаррир ўринтосари), Э.Б.Махмудов (илмий котиб), Ю.С.Сагдуллаев, А.А.Абдуазизов, В.М.Сон, В.И.Прахов, И.Р.Берганов, Х.К.Арипов, Г.Ф.Габзалилов, В.Я.Спирин, Ш.З.Таджибаев, Н.Ю.Юнусов, Т.М.Буткеева.

И.С.Андреев, Х.К.Арипов, Н.Б.Алимова, Ж.Т.Махсудов, Ш.Б.Рахматов. Ўта катта интеграл микросхемалар схемотехникаси. Ўқув қўлланма-Тошкент: ТЭАИ 1995 -113 бет (Телекоммуникация назарияси ва амалиёти. 3-том. 1-қисм). 1995 йил қўшимча режаси п.28.3.

Китобда илк бор ИМСларни лойihalаштиришни биринчи босқичига тегишли асосий масалалар, яъни ИМС туб булаклари (элементлари) схемотехникаси, уларнинг хоссалари, ҳамда мураккаб функционал қурилмаларининг синтези асослари буйича материаллар умумийлаштирилган ва системалаштирилган.

Қўлланманинг узига хос хусусияти шундан иборатки, унда ярим ўтказгичлардаги физик жараёнларни юқори аниқликда ифодаловчи математик моделлар қўлланилган. Барча ҳоллар учун ШЭХМларда синтез қилинаётган схемаларнинг ҳисоблаш алгоритмлари баён этилган.

Китоб телекоммуникация соҳасидаги мутахассислар ва шу ихтисосдаги олий ўқув юртларининг талаба ҳамда аспирантларига мўлжалланган.

Библиогр. 77 ном., 17 безак., 7 жадв.

Маъсул мухаррир: Ўзб.Респ. ФА нинг академиги,
ф.-и.ф.д.,проф. Раджабов Т.Д.

Тақризчилар:

1.А.Р.Беруний номидаги ТДТУнинг физик электроника ва микроэлектрон асбоблар кафедраси:

ф.-и.ф.д.,проф. Баходирхонов М.С.,
ф.-и.ф.н.доц. Ҳамидов А.Ҳ.

2.А.Ф.Иоффе номидаги РФА физик-техника институти,
ф.-и.ф.д.,проф. Румянцев В.Д.

3.ТЭАИ электр занжирлар назарияси кафедраси
профессори, т.ф.д., Соколов В.К.

© - Тошкент электротехника алоқа институтининг нашри,
1995 йил

Republic of Uzbekistan
Ministry of Communications
TASHKENT ELECTROTECHNICAL INSTITUTE OF COMMUNICATION
TELECOMMUNICATIONS THEORY AND PRACTICE

I. S. ANDREEV, H. K. ARIPOV, N. B. ALIMOVA,
J. T. MAKHSUDOV, SH. B. RAKHMATOV

Dedicated to the 40th
Anniversary of the TEIC

VLSI CIRCUIT ENGINEERING

ЎЎТАЎЎЎЎЎЎЎЎЎ

Training text book

Volume 3

part 1



TASHKENT - 1995

621.3.049.77 +
+ 621.3 + 621.3.032

UDK 621.3.049.77:681.3:621.3.032

Editorial Board

T.D. Radjabov (chief editor), M.N.Aripov (deputy chief editor),
E.B.Makhmudov (scientific secretary), A.A.Abduazizov,
U.S.Sagdullaev, V.M.Son, V.I.Prahov, I.R.Berganov, H.K.Aripov,
G.F.Gabzalilov, V.A.Spirin, Sh.Z.Tadjiboev, N.U.Unusov,
T.M.Butkeeva.

**I.S. Andreev, H.K.Aripov, N.B.Alimova, D.T.Makhsudov,
S.M.B.Rakhmatov. The art of VLSI electronics. Training
textbook.Tashkent.TEIS.1995**

Telecommunication theory and practice

Firstly in this book the material on fundamental aspects at the first stage of the IMC designing, namely, circuit engineering of the basic cells (elements), their properties, as well as principles of synthesis of the complex functional devices has been generalized and classified.

Application of the mathematical models, which adequately corresponded to the physical nature of the phenomena in the semiconductors and described the latters with high precision is a special feature of this book. In all cases PC-supported algorithms for calculation of the circuits under synthesis have been given.

The book is helpful for telecommunications specialists, students and post-graduates in the specialized universities.

Editor-in-Charge :

academician, dr. of.scn.prof.

Radjabov T.D.

Reviewers:

1.Physical electronics chair and microelectronics chair of Tash.SU.

Dr. of m.scn, prof.

Bahadirhonov M.K.

Dr.of ph., assistant-professor

Khakimov A.H.

2. Physics technology Institute

Dr. of scn., prof.

Rumjancev V.D.

3.Professor of TEIC Electrical Circuits Chair of TEIS.

Dr. of scn.

Sokolov V.K.

© - Edition of Tashkent Electrotechnical Institute of
Communication, 1995.

ВВЕДЕНИЕ

Микросхемотехника - одна из трех составных частей микроэлектроники и представляет собой систему принципов, методов и способов построения различного рода информационно-преобразовательных устройств и радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в целом на основе комплексного использования, специфических свойств микрообъемов полупроводников, диэлектриков и проводников, а также процессов, протекающих в этих объемах и на их границах.

Рождение и внедрение микроэлектроники означало не только воплощение старых схемотехнических решений РЭА на новой микроэлементной основе, обеспечивающей целостность всего технологического процесса создания самых сложных преобразовательных устройств, но и обусловило появление таких схемотехнических решений, которые присущи только микроэлектронике и вне ее немыслимы. Последнее связано отчасти с тем, что уже сама микроминиатюризация естественно ставит ряд ограничений на возможность прямого использования многих элементов, свойственных дискретной электронике (конденсаторов, катушек индуктивности, трансформаторов, резисторов). Эти ограничения касаются, прежде всего, значений номиналов указанных элементов, точности воспроизведения и стабильности их параметров. Приходится искать обходные пути и заменять относительно простые, но громоздкие пассивные преобразовательные элементы или устройства на более сложные в схемотехническом отношении активные системы, реализующие такую же функцию преобразования. С технологической точки зрения такая замена легко осуществима, поскольку методы микроэлектроники открывают практически неограниченные возможности одновременной реализации большого числа транзисторных (или диодных) структур в малом объеме полупроводника, имеющих очень близкие друг к другу электрические и температурные параметры. Остается лишь найти соответствующее схемотехническое решение. Как показывает опыт, микроэлектронные устройства такого типа не только не уступают, но превосходят по качеству устройства на дискретных элементах. Это обусловлено большей степенью надежности микросистем и возможностью введения в них избыточного количества активных элементов для придания

передачонным функциям вида, сколь угодно близкого к требуемому. На пассивных дискретных элементах этого добиться нельзя, в силу наперед заданности и неуправляемости свойств этих элементов.

Вторая причина рождения особой микроэлектронной схемотехники связана с тем, что в отличие от РЭА на дискретных элементах, где рабочими процессами являются чисто электрические процессы в микроэлектронных изделиях определяющими процессами являются процессы электронные, со всей их спецификой и взаимосвязями. Более того, в ряде микроэлектронных изделий используются процессы даже не чисто электронные, а смежные с ними - такие, например, как электронно-оптические, фотоэлектронные, магнито-электронные, электро-акустические и т.п. Таким образом, сами цепи в микроэлектронике являются не только электрическими, сколько электронными. Существенный отпечаток на принципы и методы микросхемотехники накладывает также то обстоятельство, что вследствие большой плотности упаковки микроэлементов и значительной взаимосвязи между ними свойства системы не так непосредственно складываются из свойств отдельных элементов, как это имеет место в РЭА на дискретных элементах.

Как известно, магистральным направлением современной микросхемотехники является направление, обеспечивающее цифровые методы обработки информации. Предпочтение цифровым методам перед аналоговыми отдается потому, что в этом случае снижаются требования к стабильности параметров основных элементов и вместе с тем обеспечивается более высокая точность преобразования. Цифровые устройства обладают характеристиками, которые по ряду признаков просто недоступны аналоговым системам.

Что касается точности, то заметное ее ограничение в аналоговых системах проистекает из самого существа аналогового сигнала, воплощающегося в физическую величину, изменяющуюся по непрерывному закону. Аналоговый преобразователь поэтому должен обладать очень высокой степенью стабильности и воспроизводимости определяющих его параметров, слабой их зависимостью от внешних условий (температуры, влажности, давления, времени работы и т.д.). чтобы выходной сигнал был адекватен требуемой трансформации входного сигнала. Нестабильность значений параметров преобразователя влечет искажение сигнала, повышение уровня шумов, дрейф

"нулевого" состояния и т.д. В силу этого не удастся, к примеру, изготовить активный фильтр высокого порядка, приемлемым по требованиям к динамическому диапазону и избирательной способности.

Цифровые преобразователи оперируют с сигнальными величинами всего двух уровней с достаточно большим перепадом между ними, так что случайные и систематические изменения электрических параметров элементов преобразователя не могут вызвать искажения информационного содержания сигнала. Достоверность преобразования существенно повышается. Расширяются и функциональные возможности преобразователя. Упомянутый выше активный фильтр высокого порядка не представляет труда исполнить в цифровой схемотехнике с практически любым динамическим диапазоном и любой наперед заданной избирательностью. Правда, цифровые реализации на 1-2 порядка сложнее аналоговых по числу элементов и имеют заметно меньшее быстродействие при одинаковой по качеству элементной базе. Однако усложнение и увеличение элементного состава микросхем не представляет принципиальной преграды и не влечет существенного увеличения стоимости изделий. Что касается быстродействия, то и здесь получены вполне обнадеживающие результаты на базе использования ряда новых явлений и свойств полупроводников, совершенствования технологии производства и развития принципов микросхемотехники. Поэтому современная радиоэлектроника - это интегральная микроэлектроника, где цифровым интегральным схемам (сложным цифровым автоматам) принадлежит ведущая роль.

Из сказанного не следует однако, что аналоговые системы вытесняются или будут вытеснены полностью. Сигнал, каким бы не было его физическое воплощение, - это носитель информации, которая, в конечном счете, должна быть воспринята органами чувств человека. Но рецепторный аппарат человека работает как аналоговый преобразователь. Кроме того, все окружающее человека и в самом человеке происходящие макропроцессы - суть изменения, протекающие по непрерывному закону. Значит, начальный и конечный этапы преобразования сигналов просто не могут не быть аналоговыми. Это требует разработки и создания соответствующих аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей в интегральном исполнении. Функционально полные информационные системы обязательно требуют наличия аналоговых схем

выборки-хранения информации, активных аналоговых фильтров и т.д. Наконец, весьма широк круг задач, в которых на первое место выдвигается быстрдействие устройства и простота его реализации, а не высокая точность преобразования. Аналоговые микросхемы в этом случае незаменимы.

Велико многообразие изделий аналоговой и особенно цифровой микросхемотехники. Велика сложность этих изделий. Однако, как первая, так и вторая ветви микросхемотехники основываются на использовании некоторого, довольно ограниченного, числа базовых ячеек. Такими базовыми ячейками аналоговой микросхемотехники, например, являются генератор стабильного тока (ГСТ), дифференциальный усилитель, устройство сдвига уровня постоянного напряжения, выходной каскад, повторитель тока, повторитель напряжения и т.д. Наиболее употребительными являются первые четыре названные базовые ячейки. На их основе могут быть реализованы операционные усилители и аналоговые умножители, являющиеся универсальными устройствами аналоговой интегральной микросхемотехники. На основе указанных устройств может быть решена практически любая функциональная задача в рамках аналоговых преобразований.

Точно также может быть названа и совокупность наиболее употребительных базовых ячеек и устройств цифровой микросхемотехники, на основе которой синтезируются устройства любой функциональной сложности.

Фундаментальным базовым элементом любой интегральной микросхемы (ИМС) является транзисторная структура. В зависимости от способа подключения ее частей эта структура работает или как единое целое, т.е. как активный транзистор, или как диод, емкость или резистор. Параметры этих " производных " элементов определяются технологией создания транзисторной структуры (способ введения примесей, температура и время) и заданными размерами частей структуры . Таким образом, при выбранной технологии создания транзисторных структур, параметры создаваемых производных элементов будут достаточно однозначно определяться площадью соответствующих частей структуры.

В соответствии с этим, проектирование ИМС заданного функционального назначения распадается на два этапа. Первым этапом является проектирование электрической схемы и расчет оптимальных значений электрических

параметров элементов схемы. Вторым этапом является проектирование и расчет топологии элементов схемы при которой реализуются найденные на первом этапе значения электрических параметров и сводится до минимума влияние на передаточную характеристику ИМС паразитных взаимодействий её элементов. Исходными данными для этих расчетов являются значения параметров, определяющих характеристики активных транзисторов ИМС. Представление о значениях этих параметров можно получить, изготовив транзистор по избранной технологии и заданной топологии

Назначение данного пособия заключается в том, чтобы дать достаточно детальное ознакомление с кругом вопросов первого этапа проектирования ИМС, т.е. со схемотехникой базовых ячеек (элементов), их свойствами, а также с основами синтеза более сложных функциональных устройств. Усвоение этих фундаментальных знаний позволит, как нам представляется, будущему инженеру уже самостоятельно и творчески разобраться как в схемотехнике, так и в законах функционирования любого сложного устройства.

Пособие планируется в четырех частях. В первой части - "Базовые ячейки аналоговых микросхем", дано описание устройств, принципов работы и основных закономерностей базовых ячеек аналоговой микросхемотехники, а также принципов синтеза некоторых функциональных устройств на их основе. Вторая часть будет посвящена базовым ячейкам цифровой микросхемотехники и принципам синтеза цифровых автоматов. В третьей части рассматриваются устройства преобразования аналоговых сигналов в цифровой код и обратно. В четвертой части рассматривается основой функционирования сверхбольших интегральных схем (СБИС) на базе матричных кристаллах.

Рукопись рецензировали : кафедра ФЭ и МЭП ТГТУ им. А.Р. Бируни - проф. М.С. Бахадырханов, доц. А.Х.Хамидов ; отдел контактных явлений в полупроводниках ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН - проф. В.Д.Румянцев и проф. каф. ТЭЦ ТЭИС В.К. Соколов .

Авторы выражают глубокую благодарность рецензентам за ценные замечания.

Коллектив авторов благодарит ответственного редактора академика Т.Д.Раджабова за проявленное внимание к работе.

ГЛАВА 1.

БАЗОВЫЕ ЯЧЕЙКИ АНАЛОГОВЫХ ИМС

1.1. Генератор стабильного тока

Генераторы стабильного тока (эталонны токи) используются в микросхемах самого различного функционального назначения, как аналоговых так и цифровых, для обеспечения высокой степени стабильности параметров этих микросхем. Сами генераторы в микросхемотехнике реализуются, как правило, на основе дрейфовых биполярных транзисторов структуры п-р-п. Поэтому в данном разделе мы будем исходить из математической модели входной характеристики дрейфового транзистора [1] в виде

$$\begin{aligned} I_{\text{Э}} &= I_{\text{ОО}} \exp[(b_{\text{Э}} + \chi U_{\text{КВ}})U_{\text{ВЭ}} - \mu U_{\text{КВ}}] = \\ &= \exp[(b_{\text{Э}} + \chi U_{\text{КВ}})U_{\text{ВЭ}} - \mu U_{\text{КВ}} + \ln I_{\text{ОО}}]. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Значения параметров $b_{\text{Э}}$, χ , μ и $\ln I_{\text{ОО}}$ в конкретных расчетах примем равными [1-8]

$$\begin{aligned} b_{\text{Э}} &= 31,56 \text{ В}^{-1}, \\ \chi &= 0,619 \text{ В}^{-2}, \\ \mu &= 0,329 \text{ В}^{-1}, \\ \ln I_{\text{ОО}} &= -20,181, \end{aligned} \quad (1.2)$$

при условии, что ток измеряется в миллиамперах.

Пренебрегая собственным током коллектора $I_{\text{КВ0}}$, связь тока базы со значением тока эмиттера будем полагать в виде

$$I_{\text{Б}} = (1 - \alpha) I_{\text{Э}} = \frac{I_{\text{Э}}}{\beta + 1} \quad (1.3)$$

Значение параметра β (коэффициента переноса тока базы в статическом режиме) примем равным

$$\beta = 106. \quad (1.4)$$

Указанные значения параметров соответствуют транзистору КТ-315Г. Значение параметров реальных транзисторов в микросхемах близки к указанным.

Так как напряжение измеряется в вольтах, а сила тока в миллиамперах, то во всех расчетах на основе соотношения (1.1) сопротивление резисторов следует выражать в килоомах.

1.1.1. Простейший генератор стабильного тока (ГСТ)

Принципиальная схема простейшего ГСТ представлена на рис.1.1. На этой схеме

Z- эквивалентное сопротивление элемента цепи (или системы элементов цепи) питаемой от ГСТ;

VT2 - транзистор, исполняющий функцию повторителя тока, протекающего по транзистору VT1 (опорного тока);

R-резистор, задающий значение опорного тока и опорного напряжения смещения база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2.

Слабая зависимость тока I_2 (ток коллектора транзистора VT2) от значения Z вытекает из того, что напряжение база-эмиттер управляющего транзистора VT2 задается опорным током I_1 и практически постоянно.

В соответствии со смыслом понятия ГСТ определить те условия, при которых значение тока I_2 не будет зависеть от значений $E_{П2}$ и Z в некотором интервале изменения этих величин. Так как ток I_2 равен току коллектора $I_{К2}$ транзистора VT2, то это эквивалентно определению условий, при которых $I_{К2}$ не зависит от значения напряжения коллектор-база $U_{КБ2}$ этого транзистора, если только это напряжение не меньше нуля (сохраняется активный режим транзистора VT2). Обратимся к выражению (1.1) и запишем его для транзистора VT2

$$I_{К2} = \frac{\beta I_{Э2}}{\beta + 1} = \frac{\beta I_{0П} \exp[(b_{Э} + \chi U_{КБ2}) U_{БЭ2} - \mu U_{КБ2}]}{\beta + 1}$$

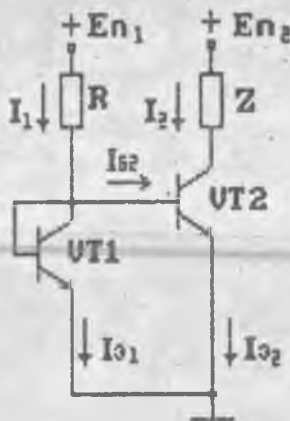


Рис.1.1. Простейший ГСТ.

Нетрудно видеть, что если напряжение база-эмиттер $U_{БЭ2}$ подобрать равным

$$U_{БЭ2}^* = \frac{\mu}{\gamma}, \quad (1.5)$$

то ток $I_{К2}$ от значения $U_{КБ2}$ вообще зависеть не будет. Так как $U_{БЭ2} = U_{БЭ1}$, то для обеспечения равенства (1.5) достаточно соответствующим образом подобрать значение сопротивления резистора R в цепи транзистора $VT1$ в диодном включении.

Оценим значение $U_{БЭ2}^*$ и соответствующие ему значения $I_{Э1}^* = I_{Э2}^*$ при заданных (1.2) значениях параметров

$$U_{БЭ2}^* = \frac{\mu}{\chi} = 0,5315 \text{ В.}$$

На основании (1.1), принимая во внимание, что $U_{КБ1} = 0$, получим

$$I_{Э1}^* = I_{Э2}^* = \exp[(b_{Э} U_{БЭ2}^* + \ln I_{00})] = \exp[-3,406784] = 3,315 \cdot 10^{-2} \text{ мА.}$$

Оценим значение сопротивления резистора R , при котором ток эмиттера $VT1$ будет равен указанному значению.

$$\text{Ток} \quad I_1^* = I_{Э1}^* + I_{Б2}^* = I_{Э1}^* + \frac{I_{Э2}^*}{\beta + 1} = \frac{I_{Э1}^* (\beta + 2)}{\beta + 1}.$$

На основании уравнения Кирхгофа

$$I_1^* R^* + U_{БЭ1}^* = \frac{I_{Э1}^* R^* (\beta + 2)}{\beta + 1} + U_{БЭ1}^* = E_{П1}.$$

Отсюда

$$R^* = \frac{(\beta + 1)(E_{П1} - U_{БЭ1}^*)}{(\beta + 2)I_{Э1}^*} \quad [\text{кОм}].$$

Полагая $E_{П1} = 6 \text{ В}$, получим

$$R^* = 163,43 \text{ [кОм]}.$$

Если возможно методами микроэлектроники реализовать резистор с таким сопротивлением, то мы получим идеальный ГСТ с током

$$I_2^* = \frac{\beta}{\beta + 1} I_{Э2}^* = 3.284 \cdot 10^{-2} \text{ мА.}$$

Как видим, если параметры базовых транзисторов микросхемы соответствуют (1.2), то ток идеального ГСТ довольно мал и может не удовлетворить реальные потребности, а опорное сопротивление R велико и его реализация может быть затруднительной. Однако, есть два обстоятельства, которые в значительной мере облегчают решение указанной проблемы.

Первое обстоятельство заключается в том, что значение отношения μ / χ очень слабо зависит от технологии производства и топологии структурных элементов транзистора, в то время как сами значения этих параметров, как и всех других параметров, существенно при этом изменяются.

Так например, для транзистора типа КТ-803А, $b_{Э} = 31,3 \text{ В}^{-1}$, $\chi = 0,334 \text{ В}^{-2}$, $\mu = 0,186 \text{ В}^{-1}$,

$I_{00} = 1,52 \cdot 10^{-7} \text{ мА}$. Следовательно, напряжение база-эмиттер $U_{БЭ2}^*$, соответствующее условию бесконечно большого значения выходного сопротивления такого транзистора,

$$U_{БЭ2}^* = \frac{\mu}{\chi} = 0.5569 \text{ В,}$$

изменится мало, по сравнению с предыдущим случаем, в то время, как ток эмиттеров

$$I_{Э1}^* = I_{Э2}^* = I_{00} \exp(b_{Э} \cdot U_{БЭ2}^*) = 5.647 \text{ мА}$$

будет в 170 раз больше.

Таким образом, при любой выбранной технологической схеме производства ИМС, всегда можно так рассчитать топологию структурных элементов транзисторов VT1 и VT2, чтобы выполнялось условие "идеальности" $U_{БЭ2}^* = \mu / \chi$ и ток ГСТ был равен наперед заданному значению.

Второе обстоятельство заключается в том, что если даже значение $U_{БЭ2}^*$ превосходит "идеальное" значение $U_{БЭ2}^*$ для данного транзистора и дифференциальное сопротивление ГСТ не бесконечно велико, то оно всегда может быть сделано существенно большим чем реальное сопротивление питаемой цепи Z и "неидеальность" ГСТ практически сказываться не будет.

Определим значение дифференциального сопротивления ГСТ в произвольно заданном режиме. Обратимся к выражению (1.1) и запишем его для транзистора VT2

$$I_2 = I_{K2} = \frac{\beta I_{Э2}}{\beta + 1} = \frac{\beta I_{00} \exp[(b_{Э} + \chi U_{КБ2}) U_{БЭ2} - \mu U_{КБ2}]}{\beta + 1}$$

Частная производная $\frac{\partial I_2}{\partial U_{КБ2}}$ равна

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_2}{\partial U_{КБ2}} &= \frac{\beta I_{00} \exp[(b_{Э} + \chi U_{КБ2}) U_{БЭ2} - \mu U_{КБ2}] (\chi U_{БЭ2} - \mu)}{\beta + 1} = \\ &= \frac{\beta I_{Э2} (\chi U_{БЭ2} - \mu)}{\beta + 1} \end{aligned}$$

Так как $I_{Э1} \approx I_{Э2}$ и $U_{БЭ2} = U_{БЭ1}$, то

$$\frac{\partial I_2}{\partial U_{КБ2}} \approx \frac{\beta I_{Э1} (\chi U_{БЭ2} - \mu)}{\beta + 1} \quad (1.6)$$

Пологая параметры транзисторов соответствующими (1.2), (1.4) и задавшись током $I_{Э1} = 0.33$ мА (в десять раз большим, чем "идеальное" значение), получим

$$U_{БЭ1} = U_{БЭ2} = \frac{\ln I_{Э1} - \ln I_{00}}{b_{Э}} = 0.6043 \text{ В.}$$

На основании (1.6), дифференциальное сопротивление ГСТ будет при этом равно

$$R_D = \frac{1}{\frac{\partial I_2}{\partial U_{КБ2}}} = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot \frac{1}{I_{Э1} (\chi U_{БЭ2} - \mu)} = 67.9 \text{ кОм.}$$

Отклонением от идеальности можно будет пренебречь, если эквивалентное сопротивление элемента Z не будет превышать $0.1 \cdot R_D = 7$ кОм.

Основным недостатком рассматриваемого простейшего ГСТ является некоторая зависимость тока ГСТ от температуры.

Действительно, нетрудно усмотреть, что разность опорного тока I_1 и тока ГСТ I_2 удовлетворяют соотношению

$$I_1 - I_2 = I_{Э1} - I_{Э2} + 2 \cdot I_{Б2}. \quad (1.7)$$

Как в идеальном, так и в реальном случае, вследствие равенства $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, разность $I_{Э1} - I_{Э2}$ от температуры зависеть не будет. Но ток базы $I_{Б2}$ температурно зависим.

В предшествующих рассуждениях, определяя ток коллектора $I_{К2}$ мы учитываем только ту компоненту этого тока, которая обусловлена инжекцией из эмиттера и пренебрегали собственным током коллекторного перехода $I_{КБ0}$, который, при не очень больших значениях обратного напряжения $U_{КБ2}$ на переходе, действительно мал по сравнению с первой компонентой. Однако, такое пренебрежение в случае тока базы уже менее допустимо.

Ток базы, как известно, равен

$$I_{Б2} = (1 - \alpha) I_{Э2} - I_{КБ0} = \frac{I_{Э2} - (\beta + 1) I_{КБ0}}{\beta + 1}$$

Так как коэффициент передачи тока базы β значителен, то пренебрегать величиной $(\beta + 1) I_{КБ0}$ по сравнению с $I_{Э2}$, даже если $I_{КБ0} \ll I_{Э2}$, не следует.

Собственный ток коллекторного перехода зависит от температуры как вследствие зависимости от температуры контактной разности потенциалов на переходе, так и вследствие зависимости от температуры скорости теплового движения свободных носителей заряда. Этим и обусловлена температурная зависимость тока базы.

1.1.2. Токовое зеркало Уилсона

Значительно лучшими показателями стабильности по сравнению с рассмотренной схемой ГСТ, обладает трехтранзисторная схема, приведенная на рис. 1.2. В технической литературе эта схема получила наименование токового зеркала Уилсона [9,10]

ЧИТАЛЬНЫЙ ЗАЛ

Научно-техническая
библиотека ТЭИС

Прежде всего напомним соотношения, связывающие значения токов, протекающих в элементах схемы. Очевидно

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_{K1} + I_{B2}, \\ I_{\Theta 1} &= I_{K1} + I_{B1}, \\ I_2 &= I_{K2}, \\ I_{\Theta 2} &= I_{K2} + I_{B2}, \\ I_{\Theta 2} &= I_{\Theta 3} + I_{B1}. \end{aligned} \right\} (1.8)$$

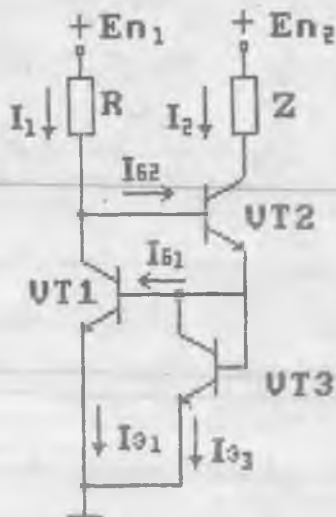


Рис.1.2. Токовое зеркало Уилсона.

Отсюда,

$$I_1 = I_{\Theta 1} - (I_{B1} - I_{B2}), \quad (1.9)$$

$$I_2 = I_{\Theta 3} + (I_{B1} - I_{B2}), \quad (1.10)$$

$$I_2 - I_1 = I_{\Theta 3} - I_{\Theta 1} + 2(I_{B1} - I_{B2}). \quad (1.11)$$

Напряжение база-эмиттер транзисторов VT1 и VT3 одинаковы ($U_{B\Theta 3} = U_{B\Theta 1}$). Напряжение $U_{KБ 3} = 0$. Но напряжение $U_{KБ 1} = U_{B\Theta 2}$ и, следовательно, оно порядка 0.6 В. Такое напряжение не способно существенно повлиять на значение тока $I_{\Theta 1}$. Значит разность $I_{\Theta 3} - I_{\Theta 1}$ близка к нулю. Так же близка к нулю разность $I_{B1} - I_{B2}$, то есть действительно, в этой схеме осуществляется дублирование в цепи Z тока, протекающего в резисторе R.

Изменение температуры так же практически не сказывается на соотношении между токами I_2 и I_1 . Поскольку $U_{B\Theta 1} = U_{B\Theta 3}$, то изменение температуры не может изменить значения $I_{\Theta 3}$, если значение $I_{\Theta 1}$ сохраняется неизменным. Правда, от температуры существенно зависят токи баз

Но в (1.11) входит разность токов баз, так что при идентичности транзисторов температурный коэффициент этой разности будет представлять величину второго порядка малости.

Высокое значение дифференциального сопротивления ГСТ Уилсона обусловлено тем, что управляющий транзистор VT2 сам управляется током эмиттера, задаваемым транзистором VT3, а не напряжением на эмиттерном переходе как в случае рис.1.1. Естественно поэтому, что ток этого транзистора не может измениться при изменении значения Z . Соответствующим образом изменятся при этом лишь значение $U_{БЭ2}$. Так, например, уменьшение Z влечет возрастание напряжения коллектор-база, что в транзисторе с заданным значением напряжения база-эмиттер неминуемо приведет к возрастанию тока эмиттера и тока коллектора. В транзисторе же с заданным током эмиттера увеличение напряжения коллектор-база приведет к соответствующему уменьшению напряжения база-эмиттер, а токи останутся прежними.

Достоинством схем на транзисторах, управляемых током эмиттера, является их исключительно высокая стабильность даже на очень больших токах. ГСТ Уилсона обладает практически бесспорным дифференциальным сопротивлением при любых допустимых значениях тока, тогда как ГСТ подобный рис.1.1. такими свойствами обладает лишь при крайне низких значениях тока.

Количественный расчет схемы Уилсона произведем исходя из заранее заданного значения тока $I_{Э3}$ задающего транзистора и значений напряжений питания $E_{П1}$ и $E_{П2}$. Допустим, что $I_{Э3} = 1.5$ мА, $E_{П1} = E_{П2} = 12$ В,

Сразу же отметим, что выбор значений напряжений питания и тока $I_{Э3}$ должен быть согласован со значением сопротивления Z (нагрузки ГСТ). Транзистору VT2 должен быть гарантирован активный режим работы, т.е. потенциал коллектора этого транзистора должен быть не ниже потенциала его базы. Так как потенциал базы VT2, согласно схеме включения транзисторов, равен примерно удвоенному значению $U_{БЭ3}$ при заданном значении $I_{Э3}$, то значения $E_{П2}$ Z и $I_{Э3}$ должны удовлетворять неравенству

$$E_{П2} - Z \cdot I_{Э3} > 2 \cdot U_{БЭ3} . \quad (1.12)$$

Чем больше сопротивление нагрузки Z , тем большим следует выбрать значение $E_{П2}$ или тем меньшим значение $I_{Э3}$.

Определим значение $U_{БЭ3}$ при заданном токе $I_{Э2} = 1.5$ мА. На основании (1.1), учитывая что $U_{КБ3} = 0$, получим

$$I_{Э3} = \exp(b_{Э} \cdot U_{БЭ3} + \ln I_{00}) .$$

Отсюда, если параметры транзисторов соответствуют (1.2),

$$U_{БЭ3} = 0.6523 \text{ В} .$$

Согласно (1.12), разрабатываемый ГСТ будет пригоден для питания нагрузки с сопротивлением не более 7 кОм.

Определим значение $U_{БЭ2}$.

Согласно (1.8), $I_{Э2} = I_{Э3} + I_{Б1}$. Так как $I_{Б1} \ll I_{Э3}$ и $I_{Б1} \approx I_{Б2}$, то мы допустим пренебрежимо малую ошибку, если

будем считать $I_{Э2} = I_{Э3} + I_{Б2} = I_{Э3} + \frac{I_{Э2}}{\beta + 1}$. Отсюда,

$$I_{Э2} = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot I_{Э3} = 1.514 \text{ мА} .$$

С другой стороны, согласно (1.1),

$\ln I_{Э2} = (b_{Э} + \chi U_{КБ2}) U_{БЭ2} - \mu U_{КБ2} + \ln I_{00}$, (1.13)
причем

$$U_{КБ2} = E_{П2} - I_{Э3} \cdot Z - U_{БЭ3} - U_{БЭ2} , \quad (1.14)$$

если учесть (1.10).

На основании (1.13) и (1.14) получим

$$U_{БЭ2}^2 - \frac{b_{Э} + \chi \cdot A + \mu}{\chi} U_{БЭ2} + \frac{\mu \cdot A - \ln I_{00} + \ln I_{Э2}}{\chi} = 0 , \quad (1.15)$$

где $A = E_{П2} - I_{Э3} \cdot Z - U_{БЭ3}$.

Полагая $Z = 5$ кОм и решая уравнение (1.15), найдем

$$U_{БЭ3} = 0.6454 \text{ В} .$$

Теперь нам известны значения напряжений $U_{БЭ1}$ и $U_{КБ1}$ транзистора VT1 ($U_{БЭ1} = U_{БЭ3}$, $U_{КБ1} = U_{БЭ2}$).
 Определим ток эмиттера транзистора VT1

$$I_{Э1} = \exp[(b_{Э} + \chi U_{КБ1})U_{БЭ1} - \mu U_{КБ1} + \ln I_{Э0}] = (1.16) \\ = 1.574 \text{ мА.}$$

Определим токи баз транзисторов VT1 и VT2

$$I_{Б1} = \frac{I_{Э1}}{\beta + 1} - I_{КБ0} = 1.471 \cdot 10^{-2} \text{ мА} - I_{КБ0},$$

$$I_{Б2} = \frac{I_{Э2}}{\beta + 1} - I_{КБ0} = 1.415 \cdot 10^{-2} \text{ мА} - I_{КБ0}.$$

Определим значения опорного тока I_1 и тока ГСТ I_2 .

$$I_1 = I_{Э1} - (I_{Б1} - I_{Б2}) = 1.573 \text{ мА.}$$

$$I_2 = I_{Э3} + (I_{Б1} - I_{Б2}) = 1.501 \text{ мА.}$$

Определим требуемое значение сопротивления резистора R

$$R = \frac{E_{П1} - U_{КБ1} - U_{БЭ1}}{I_1} = 6804 \text{ кОм.}$$

Как видим, разность токов баз $I_{Б1} - I_{Б2} = 5.6 \cdot 10^{-4}$ мА ничтожно мала по сравнению со значениями $I_{Э1}$ или $I_{Э3}$ так что с погрешностью не более 0.04 % всегда можно считать $I_1 = I_{Э1}$ и $I_2 = I_{Э3}$.

Убедимся теперь в том, что изменение Z практически не сказывается на соотношении токов $I_{Э1}$ и $I_{Э3}$. Возьмем $Z = 3$ кОм. Тогда в (1.15) изменится значение величины A. При $Z = 5$ кОм, $A = 3.8477$ В. При $Z = 3$ кОм, $A = 6.8477$ В. Решая (1.15), найдем $U_{БЭ2} = 0.6394$ В. Если это значение подставить в (1.16), то опять (с точностью до третьего знака после запятой) получим $I_{Э1} = 1.574$ мА.

Дифференциальное сопротивление рассматриваемого ГСТ практически равно бесконечности, хотя "зеркало" является несколько "кривым" ($I_1 = 1.574$ мА, $I_2 = 1.501$ мА).

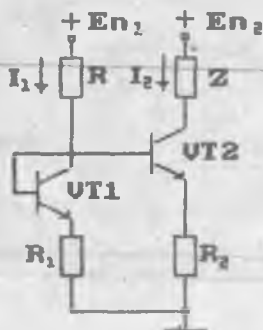
1.1.3. Активный трансформатор постоянного тока

Если в эмиттерные цепи транзисторов VT1 и VT2 (рис.1.1) или транзисторов VT1 и VT3

(рис. 1.2) ввести резисторы R_1 и

R_2 (или R_1 и R_3 , соответственно), то получится

ГСТ, в котором ток I_2 будет в заданное число n раз отличаться от значения опорного тока I_1 . При этом число n будет определяться отношением R_1 и



R_2 (R_1 и R_3). Действительно, обратившись, например, к схеме трансформатор данной на рис. 1.3, и учитывая, что $U_{K1} = U_{B2}$, можно написать уравнение

$$I_{Э1} \cdot R_1 + U_{BЭ1} = I_{Э2} \cdot R_2 + U_{BЭ2}. \quad (1.17)$$

Точно такое же уравнение, но в отношении величин $I_{Э1}$, $I_{Э2}$, R_1 , R_2 , $U_{BЭ1}$ и $U_{BЭ2}$ можно написать в случае трансформатора тока, построенного на основе схемы рис.1.2.

Из (1.7) следует

$$\frac{I_{Э2}}{I_{Э1}} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{U_{BЭ1} - U_{BЭ2}}{R_2 \cdot I_{Э1}} \quad (1.18)$$

Как видим, трансформатор тока может быть и повышающим ($R_1 / R_2 > 1$), и понижающим ($R_1 / R_2 < 1$).

В первом случае мы имеем высокостабильный усилитель постоянного тока, а во втором случае получаем возможность реализации высокоомного сопротивления сигналу, используя легко осуществимые методами микроэлектроники резисторы с номиналами в несколько единиц килоом.

Убедимся в справедливости последнего на конкретном примере. Допустим нам требуется создать идеальный ГСТ на основе транзисторов с параметрами (1.2). Как было показано,

схема рис.1.1. представляет такой ГСТ, если резистор огорной цепи R имеет сопротивление 163,43 кОм. Изготовить резистор такого номинала затруднительно. Обратимся к схеме рис.1.3.

По условию идеальности, $U_{БЭ2} = \mu / \chi = 0.5315$ В, $I_{Э2} = 3.315 \cdot 10^{-2}$ мА. Зададимся значением тока $I_{Э1}$ равным, например, 0,6 мА. Тогда на основании (1.1) с учетом того, что $U_{КБ1} = 0$, получим

$$U_{БЭ1} = \frac{\ln I_{Э1} - \ln I_{Э2}}{b_{Э}} = 0.6233 \text{ В.}$$

На основании (1.18),

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{I_{Э2}}{I_{Э1}} \cdot \frac{U_{БЭ1} - U_{БЭ2}}{I_{Э1} \cdot R_2}$$

Как видим, при выбранном значении $I_{Э1}$, значение R_2 необходимо выбрать таким, чтобы величина $(U_{БЭ1} - U_{БЭ2}) / I_{Э1} \cdot R_2$ была бы по возможности малой и, во всяком случае, меньшей чем $I_{Э2} / I_{Э1} = 5.525 \cdot 10^{-2}$.

Полагая $R_2 = 5$ кОм, получим

$$\frac{R_1}{R_2} = 2.465 \cdot 10^{-2} \text{ или } R_1 = 123.25 \text{ Ом.}$$

Ток ГСТ

$$I_2 = I_{К2} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_{Э2} = 3.284 \cdot 10^{-2} \text{ мА.}$$

Опорный ток

$$I_1 = I_{Э1} + I_{Б2} = I_{Э1} + \frac{I_{Э2}}{\beta + 1} = 0.6003 \text{ мА.}$$

Сопротивление опорного резистора R

$$R = \frac{E_{П1} - U_{БЭ1} - I_{Э1} \cdot R_1}{I_1} = 8.833 \text{ кОм.}$$

При тех же функциональных возможностях что и в случае 1.1., схема не содержит резисторов с номиналами, превышающими 10 кОм.

1.2. Устройство сдвига уровня постоянного напряжения

В многокаскадных усилителях приходится сталкиваться с наличием перепада потенциала между выходом предшествующего и входом последующего каскадов. В дискретной схемотехнике эта проблема решается путем использования разделительных конденсаторов, которые и берут на себя указанную разность потенциалов, не препятствуя, вместе с тем, прохождению переменной составляющей тока сигнала. В интегральной схемотехнике этот путь не всегда возможен. Он безусловно невозможен в случае усилителей постоянного тока, невозможен он и в случае широкополосных усилителей, так как методами микроэлектроники нельзя изготовить конденсаторы требуемых для этого довольно больших емкостей.

Согласования каскадов по уровню постоянного напряжения в интегральной схемотехнике достигают одним из двух приемов: либо посредством чередования n-p-n и p-n-p структур, либо посредством специальных устройств сдвига уровня. Поскольку идея первого способа достаточно ясна, остановимся только на рассмотрении устройств сдвига уровня постоянного напряжения. Одним из наиболее употребительных является устройство, основанное на использовании ГСТ (рис.1.4.).

ГСТ включен в цепь транзистора VT1, база которого непосредственно соединяется с выходом предшествующего каскада.

Так как ток эмиттера VT1, задан ГСТ, то напряжение этого транзистора будет автоматически устанавливаться таким, чтобы обеспечивать это значение тока. Следовательно, каким бы ни был потенциал точки А, потенциал точки В будет равен

$$U_B = U_A - U_{БЭ1} - R \cdot I_{Г}. \quad (1.19)$$

При заданном U_A значение $U_{БЭ1}$ однозначно соответствует значению $I_{Г}$ и, следовательно, можно так выбрать значение R чтобы U_B имело также заранее заданное значение.

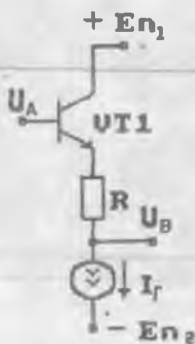


Рис.1.4. Устройство сдвига уровня постоянного напряжения.

Например, допустим $E_{\Pi} = 6$ В, $U_A = 5$ В, $I_{\Gamma} = 1.2$ мА и требуется, чтобы $U_B = 0.6$ В

Так как $U_{КВ1} = E_{\Pi} - U_A$, то на основании (1.1) получим

$$U_{БЭ1} = \frac{\ln I_{\Gamma} - \ln I_{00} + \mu \cdot (E_{\Pi} - U_A)}{b_{\beta} + \chi(E_{\Pi} - U_A)}$$

Если параметры транзистора соответствуют (1.2), то

$$U_{БЭ1} = 0.643 \text{ В.}$$

На основании (1.19) получаем

$$R = \frac{U_A - U_{БЭ1} - U_B}{I_{\Gamma}} = 3.964 \text{ кОм.}$$

Коэффициент передачи переменной составляющей напряжения этим устройством близок к единице

$$\begin{aligned} \frac{dU_B}{dU_A} &= 1 - \frac{dU_{БЭ1}}{dU_A} = 1 - \frac{\chi \cdot U_{БЭ1} - \mu}{b_{\beta} + \chi \cdot (E_{\Pi} - U_A)} = 1 - 25 \cdot 10^{-3} = \\ &= 0.9975. \end{aligned}$$

1.3. Усилительный каскад с внутренней отрицательной обратной связью

Принципиальная схема элемента дана на рис.1.5. Отрицательная обратная связь (ООС) выхода со входом обусловлена наличием резистора R_2 в цепи эмиттера. Это снижает коэффициент усиления элемента по напряжению, но зато существенно линеаризует его передаточную характеристику, повышает входное сопротивление и снижает выходное сопротивление.

Связь $U_{ВЫХ}$ с $U_{ВХ}$ нетрудно получить, используя (1.1). Из этого уравнения с учетом соотношений

$$U_{КБ} = U_{ВЫХ} - U_{ВХ},$$

$$U_{БЭ} = U_{ВХ} - R_2 \cdot I_{\beta},$$

вытекает

$$U_{ВХ}^2 - \left(\frac{b_{Э}}{\chi} + U_{ВЫХ} + R_2 \cdot I_{Э} + \frac{\mu}{\chi} \right) \cdot U_{ВХ} + [R_2 \cdot \frac{b_{Э}}{\chi} \cdot I_{Э} + (R_2 \cdot I_{Э} + \frac{\mu}{\chi}) \cdot U_{ВЫХ} + \frac{\ln I_{Э} - \ln I_{\infty}}{\chi}] = 0 \quad (1.20)$$

На основании уравнений Кирхгофа имеем

$$U_{ВЫХ} = \frac{E_{П} - \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot R_1 \cdot I_{Э}}{1 + \frac{R_1}{R_{Н}}} \quad (1.21)$$

Максимально допустимым значением тока эмиттера в этой цепи будет такое его значение, при котором транзистор оказывается на грани режима глубокого насыщения. Так например, при $E_{П} = 12$ В и $R_1 = 2$ кОм допустимое значение тока эмиттера не более 6 мА.

Алгоритм расчета передаточной характеристики будет следующим. В обоснованном диапазоне изменения тока эмиттера выбирается ряд равноотстоящих его значений и для каждого из этих значений по формуле (1.21) вычисляется значение $U_{ВЫХ}$, а затем, по формуле (1.20), значение $U_{ВХ}$.

Ниже, в таблице 1.1, приведены результаты расчетов для случая $E_{П} = 12$ В, $R_1 = 2$ кОм, $R_{Н} = 10$ кОм, $R_2 = 0,15$ кОм.

В четвертом столбце этой таблицы даны абсолютные значения приращения входного напряжения, соответствующие избранному шагу изменения $I_{Э}$, равному 0,5 мА, или, что совершенно равнозначно, избранному шагу изменения $U_{ВЫХ}$, равному 0,825 В.

В пятом и шестом столбцах таблицы для сравнения даны

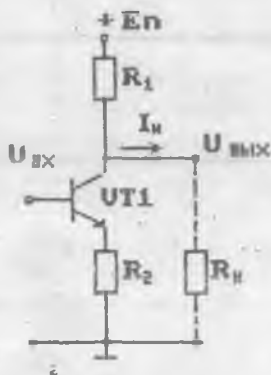


Рис.1.5. Каскад с внутренней отрицательной обратной связью.

значения $U_{ВХ}^*$ и $\Delta U_{ВХ}^*$, полученные при $R_2 = 0$

Таблица 1.1.

Результаты расчетов передаточной характеристики усилительного каскада с ООС

$I_D, \text{мА}$	$U_{ВЫХ}, \text{В}$	$U_{ВХ}, \text{В}$	$\Delta U_{ВХ}, \text{В}$	$U_{ВХ}^*, \text{В}$	$\Delta U_{ВХ}^*, \text{В}$
0.5	9.174	0.6802	$9.53 \cdot 10^{-2}$	0.6051	$2.01 \cdot 10^{-1}$
1.0	8.349	0.7755	$8.78 \cdot 10^{-2}$	0.6252	$1.27 \cdot 10^{-1}$
1.5	7.523	0.8633		0.6379	
2.0	6.698	0.9482	$8.49 \cdot 10^{-2}$	0.6476	$0.97 \cdot 10^{-1}$
			$8.34 \cdot 10^{-2}$		$0.82 \cdot 10^{-1}$
2.5	5.872	1.0316	$8.24 \cdot 10^{-2}$	0.6558	$0.72 \cdot 10^{-1}$
3.0	5.047	1.1140	$8.19 \cdot 10^{-2}$	0.6630	$0.65 \cdot 10^{-1}$
3.5	4.221	1.1959		0.6695	
4.0	3.396	1.2773	$8.14 \cdot 10^{-2}$	0.6757	$0.62 \cdot 10^{-1}$
			$8.12 \cdot 10^{-2}$		$0.58 \cdot 10^{-1}$
4.5	2.570	1.3585	$8.10 \cdot 10^{-2}$	0.6815	$0.57 \cdot 10^{-1}$
5.0	1.745	1.4395		0.6872	
5.5	0.919	1.5204	$8.09 \cdot 10^{-2}$	0.6927	$0.55 \cdot 10^{-1}$

Как видим, при наличии отрицательной обратной связи по цепи эмиттера, крутизна передаточной характеристики (коэффициент усиления по напряжению)

$K_U = \Delta U_{ВЫХ} / \Delta U_{ВХ}$ в рассматриваемом диапазоне изменения $U_{ВХ}$ изменяется только примерно на 16 % (от 8,66 до 10,2). В отсутствие же обратной связи ($R_2 = 0$) этот коэффициент изменяется более чем в 3,6 раза (от 41 до 150).

Динамическое входное сопротивление каскада в средней части рабочего диапазона равно

$$R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}} = (\beta + 1) \cdot \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_D} =$$

$$= 107 \cdot \frac{8.2 \cdot 10^{-2}}{0.5} = 175 \text{ кОм.}$$

В отсутствии обратной связи входное сопротивление в той точке равно

$$R_{ВХ}^* = (\beta + 1) \cdot \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{Э}} = 107 \cdot \frac{0.65 \cdot 10^{-2}}{0.5} = 1.39 \text{ кОм}$$

1.4. Эмиттерный повторитель

Схема повторителя представлена на рис. 1.6. Особенностью схемы является высокое значение входного и низкое значение выходного сопротивлений. Дифференциальный коэффициент передачи напряжения $K_U < 1$.

Таким образом, схема работает как усилитель тока. В аналоговых ИМС используется в качестве выходного каскада. При этом транзистор VT1 может быть многоэмиттерным. Методика расчета такая же, как в предыдущем параграфе. При заданном значении $U_{ВХ}$

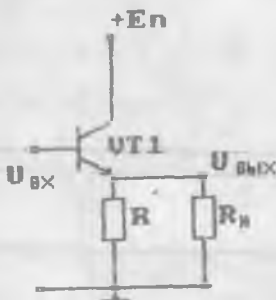


Рис.1.6. Эмиттерный повторитель.

$$U_{ЭБ} = U_{ВХ} - \frac{R \cdot R_{Н} \cdot I_{Э}}{R + R_{Н}} = U_{ВХ} - R \cdot I_{Э}.$$

$$U_{КБ} = E_{П} - U_{ВХ}.$$

Следовательно, уравнение аналогичное (1.20), будет иметь вид

$$U_{ВХ}^2 - \left(\frac{b_{Э} + \mu}{\chi} + E_{П} + R \cdot I_{Э} \right) U_{ВХ} + \left[R \cdot \frac{b_{Э}}{\chi} I_{Э} + \left(R \cdot I_{Э} + \frac{\mu}{\chi} \right) E_{П} + \frac{\ln I_{Э} - \ln I_{\infty}}{\chi} \right] = 0 \quad (1.22)$$

Выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = R \cdot I_{Э}. \quad (1.23)$$

Допустим $R = 0.2$ кОм, $R_H = 0.5$ кОм, $E_{П} = 6$ В. Тогда и уравнение (1.22), при значениях параметров транзистора, данных в (1.1), запишется в виде

$$U_{ВХ}^2 - (57.517 + 0.14286 \cdot I_Э) U_{ВХ} + (8.141 \cdot I_Э + 1.6155 \ln I_Э + 35.792) = 0 \quad (1.22')$$

В таблице 1.2. приведены результаты расчетов выходного и входного напряжений при токе эмиттера, изменяющемся в диапазоне от 2 до 20 мА.

Таблица 1.2.

Результаты расчета передаточной характеристики эмиттерного повторителя

$I_Э$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
$U_{ВХ}$	0.935	1.242	1.541	1.835	2.128	2.420	2.711	3.002	3.292	3.582
$U_{ВЫХ}$	0.286	0.571	0.857	1.143	1.429	1.714	2.000	2.286	2.571	2.857
$\Delta U_{ВХ}$		0.307	0.291	0.294	0.293	0.292	0.291	0.291	0.290	0.290

При постоянном шаговом изменении выходного напряжения $\Delta U_{ВЫХ} = 0.286$, шаговое изменение входного напряжения уменьшается от величины 0.307 в начале диапазона до величины 0.290 в конце его. Таким образом, в большей своей части передаточная характеристика практически линейна и дифференциальный коэффициент передачи напряжения $K_U = 0.98$.

Статическое входное сопротивление при $I_Э = 10$ мА ($U_{ВХ} = 2.128$ В) равно

$$R_{ВХ.СТ} = \frac{(\beta + 1) U_{ВХ}}{I_Э} = 22.8 \text{ кОм.}$$

Динамическое входное сопротивление в той же рабочей точке равно

$$R_{ВХ.Д} = \frac{(\beta + 1) \Delta U_{ВХ}}{\Delta I_Э} = 15.7 \text{ кОм}$$

Выходное сопротивление преобразователя напряжения - это внутреннее сопротивление этого устройства, если его рассматривать как источник тока возбуждаемый входным напряжением. Тогда, в соответствии с законом Ома для одноконтурной цепи, напряжение на выходе источника

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\mathcal{E} \cdot R}{R_{\text{ВЫХ}} + R}$$

Так как напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ при $R_{\text{Н}} = \infty$ равно ЭДС \mathcal{E} то

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{Н}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}$$

Отсюда

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{Н}} \left(\frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right) \quad (1.24)$$

Если рассматривается постоянная составляющая выходного напряжения при заданном значении постоянной составляющей $U_{\text{ВХ}}$, то формула (1.24) дает значение статического выходного сопротивления. Если рассматривается переменная составляющая выходного напряжения при заданных значениях постоянной $U_{\text{ВХ}}$ и переменной $\Delta U_{\text{ВХ}}$ составляющих, то (1.24) дает значение динамического выходного сопротивления в выбранной рабочей точке.

Связь выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = R^* \cdot I_{\text{Э}}$ со входным напряжением дает уравнение (1.22). Эту связь можно записать в явном виде

$$U_{\text{ВХ}}^2 - \left(\frac{b_{\text{Э}} + \mu}{\chi} + E_{\text{П}} + U_{\text{ВЫХ}} \right) U_{\text{ВХ}} + \left\{ \frac{b_{\text{Э}}}{\chi} U_{\text{ВЫХ}} + \left(U_{\text{ВЫХ}} + \frac{\mu}{\chi} \right) E_{\text{П}} + \frac{1}{\chi} \ln U_{\text{ВЫХ}} - \frac{1}{\chi} \ln R^* - \frac{1}{\chi} \ln I_{\text{ОО}} \right\} = 0$$

или

$$\ln U_{\text{ВЫХ}} + [b_{\text{Э}} + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{ВХ}})] U_{\text{ВЫХ}} + \chi U_{\text{ВХ}}^2 - (b_{\text{Э}} + \mu + \chi \cdot E_{\text{П}}) U_{\text{ВХ}} + \mu \cdot E_{\text{П}} - \ln R^* - \ln I_{\text{ОО}} = 0. \quad (1.22')$$

При $R_H = \infty$, $R^* = R = 0.2 \text{ кОм}$ уравнение (1.22') в рабочей точке $U_{ВХ} = 2.128 \text{ В}$ и $R_H = \infty$ будет иметь вид

$$\ln U_{ВЫХ}^* + 33.957 \cdot U_{ВЫХ}^* - 49.196 = 0.$$

Решая это уравнение методом итераций, получим

$$U_{ВЫХ}^* = 1.438 \text{ В}.$$

На основании (1.24) имеем

$$R_{ВЫХ ст.} = \frac{1.438 - 1.429}{1.429} \cdot 0.5 = 3.15 \text{ Ом}$$

Связь между переменными составляющими входного и выходного напряжений в режиме малого сигнала найдем, продифференцировав (1.22')

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dU_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХ}[\chi U_{ВЫХ} - 2U_{ВХ} + b_{\Theta} + \mu + \chi \cdot E_{П}]}{1 + U_{ВЫХ}(b_{\Theta} + \chi \cdot (E_{П} - U_{ВХ}))} \quad (1.25)$$

При $U_{ВХ} = 2.128 \text{ В}$ и $R_H = 0.5 \text{ кОм}$ получим

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dU_{ВХ}} = 0.93003.$$

При $U_{ВХ} = 2.128 \text{ В}$ и $R_H = \infty$ будем иметь

$$\frac{dU_{ВЫХ}^*}{dU_{ВХ}} = 0.930306.$$

На основании (1.24) динамическое выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ д} = \frac{0.930306 - 0.93003}{0.93003} \cdot 0.5 = 1.38 \text{ Ом}.$$

1.5. Двухтактный усилитель мощности

1.5.1. Конструкция и принцип действия

Выходные каскады усилителей и умножителей напряжения должны обеспечивать выделение в нагрузке сравнительно значительной мощности, составляющей десятки или даже сотни милливатт. Следовательно, эти каскады должны иметь достаточно большое выходное напряжение и выходной ток и малое выходное сопротивление. Кроме того, в целях увеличения КПД желательно, чтобы ток каскада в режиме покоя (т.е. в

отсутствии сигнала) был близким к нулю. Желательна также защита каскада от перегрузок и, в частности, от замыкания выхода на любую из клемм источников питания. Типовая схема выходного каскада, удовлетворяющая указанным требованиям, приведена на рис.1.7. Каскад питается от двух последовательно соединенных источников $E_{П1}$ и $E_{П2}$, ередняя точка которых замкнута на общую шину. Выходными элементами являются токовые ключи на комплементарных идентичных транзисторах $VT1$ и $VT2$. Сопротивление в цепях эмиттеров R_1 и R_2 одинаковы. Значения потенциалов баз этих транзисторов в покое определяются значениями падения напряжения на идентичных транзисторах в диодном включении $VD1$ и $VD2$. Значение сопротивления резистора R подбирается таким, чтобы в режиме покоя потенциал точки A относительно общей шины равнялся нулю. Тогда

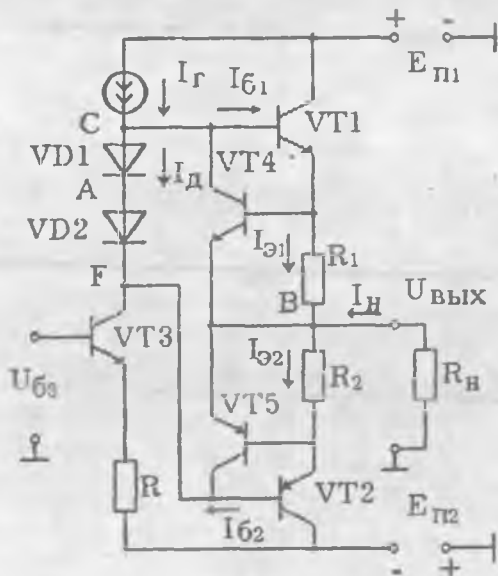


Рис.1.7.Двухтактный усилитель мощности.

напряжения $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$ в покое будут одинаковыми, токи транзисторов $VT1$ и $VT2$ будут так же одинаковыми и потенциал точки B (выходное напряжение) будет равен нулю

Ток ГСТ I_{Γ} выбирается достаточно малым, чтобы падения напряжения на диодах VD1 и VD2, а, значит, и напряжения $U_{BЭ1}^*$ и $U_{BЭ2}^*$, были малыми и ток транзисторов VT1 и VT2 в режиме покоя был исчезающе мал (оба ключа "закрыты"). В режиме покоя каскад практически не будет потреблять энергии от источника питания.

Кроме того, поскольку сопротивления R_1 и R_2 выбираются много меньше сопротивления прямого смещенного перехода транзисторов эмиттер-база, то при всех значениях $I_{Э1}$ и $I_{Э2}$, соответствующих нормальному режиму, падения напряжений на этих сопротивлениях настолько малы, что транзисторы VT4 и VT5 находятся в почти запертом состоянии и практически не шунтируют переходов эмиттер-база транзисторов VT1 и VT2. По этой причине при исследовании нормального режима работы каскада наличие транзисторов VT4 и VT5 можно не учитывать.

Так как потенциал точки А в покое равен нулю, то потенциал базы транзистора VT3 в покое должен быть обязательно отрицательным ($U_{B3} < 0$). Требуемое значение

U_{B3} обеспечивается с помощью устройства сдвига уровня постоянного напряжения, устанавливаемого между предшествующим каскадом и выходным каскадом.

Допустим теперь, что на вход VT3 подано положительное напряжение сигнала. Это вызовет увеличение тока эмиттера этого транзистора и, соответственно, тока коллектора. Тогда потенциал точки С понизится, поскольку величина тока, притекающего к этой точке, остается неизменной и равной току ГСТ I_{Γ} , а величина тока, утекающего от нее (ток коллектора VT3), возрастает. Понижение потенциала точки С (потенциала базы транзистора VT1) приведет к тому, что транзистор VT1 заперется и ток базы этого транзистора станет равным нулю. Но тогда ток, протекающий через диоды VD1 и VD2, станет точно равен I_{Γ} и потенциал точки F также понизится по той же причине, что и в случае точки С. Понижение потенциала точки F (потенциала базы транзистора VT2) вызовет, наоборот, увеличение тока базы транзистора VT2, а, значит, и тока эмиттера этого транзистора. Ток эмиттера VT2 потечет в нагрузку, так как транзистор VT1 заперт.

При отрицательном напряжении сигнала на входе, как легко убедиться, потенциалы баз VT1 и VT2 возрастут, в

результате чего теперь откроется транзистор VT1 и запретя транзистор VT2. Ток в нагрузке изменит свое направление и будет представлять собою ток эмиттера VT1. Если транзисторы VT1 и VT2 идентичны, то такая их "сменная" работа не внесет искажений в усиливаемый сигнал.

Транзисторы VT4 и VT5 реализуют защитные функции следующим образом. При очень большом сигнале или случайном замыкании выхода на одну из клемм источника питания эти транзисторы открываются и шунтируют переход эмиттер-база транзисторов VT1 и VT2, предохраняя их тем самым от перегрузки.

1.5.2. Оценка требуемого значения $U_{БЗ}^*$

Оценка требуемого значения потенциала базы VT3 в покое $U_{БЗ}^*$ может быть сделана следующим путем. Исходим из значения амплитуды переменной составляющей выходного напряжения предшествующего каскада. Пусть она равна U_M . Тогда потенциал базы VT3 $U_{БЗ}$ будет изменяться в пределах

$$U_{БЗ} = U_{БЗ}^* \pm U_M.$$

Как было показано, при возрастании $U_{БЗ}$ транзистор VT1 переходит в режим отсечки, а транзистор VT2, напротив открывается. Потенциал базы VT2, а, значит, и потенциал коллектора VT2 понижается. Но это значит, что напряжение коллектор-база VT3 с ростом $U_{БЗ}$ существенно уменьшается. В грубом приближении изменение потенциала коллектора можно считать пропорциональным изменению потенциала базы, т.е. потенциал коллектора в минимуме будет равен

$$U_{КЗ}^{(MIN)} = U_{КЗ}^* - \kappa U_M.$$

Напряжение коллектор-база $U_{КБЗ}$ в минимуме будет равно

$$\begin{aligned} U_{КБЗ}^{(MIN)} &= U_{КЗ} - U_{БЗ}^{(MAX)} = U_{КЗ}^* - U_{БЗ}^* - (\kappa + 1) \cdot U_M = \\ &= U_{КБЗ}^* - (\kappa + 1) \cdot U_M. \end{aligned}$$

Чтобы транзистор VT3 не оказался в режиме насыщения, необходимо, чтобы $U_{КБЗ}^{(MIN)} > 0$. Это значит, что должно выполняться неравенство

$$U_{БЗ}^* < U_{КЗ}^* - (\kappa + 1) \cdot U_M.$$

Чем меньшим мы выберем значение U_{B3}^* , тем с большей гарантией и тем более широком диапазоне значений U_M будет обеспечен активный режим работы транзистора VT3.

Однако есть ограничение на значение U_{B3}^* не только сверху, но и снизу. С уменьшением U_{B3} потенциал U_{K3} растет, напряжение U_{KB3} растет и насыщение транзистору не грозит. Но ему в этом случае, грозит переход в режим отсечки. Действительно, потенциал эмиттера $U_{Э3}$ из-за наличия R всегда выше $-E_{П2}$

$$U_{Э3} > -E_{П2}$$

Значит, напряжение база-эмиттер в минимуме

$$U_{BЭ3}^{(MIN)} = U_{B3}^{(MIN)} - U_{Э3} = U_{B3}^* - U_M - U_{Э3} < U_{B3}^* - U_M + E_{П2}$$

Чтобы транзистор оставался в активном режиме, необходимо чтобы $U_{BЭ3} > 0$. Это значит, что

$$U_{B3}^* = -E_{П2} + U_M$$

Если, например, $E_{П2} = 12$ В и $U_M = 2$ В, то U_{B3}^* не должно быть меньше -10 В.

Оценив значение U_{B3}^* и зная значения сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R , можно приступить к расчету. Будем исходить из предположения, что все транзисторы идентичны транзистору с параметрами (1.1), а элементы схемы имеют следующие номиналы:

$$E_{П2} = E_{П1} = 12 \text{ В}, R_1 = R_2 = 10 \text{ Ом}, R = 500 \text{ Ом},$$

$$U_{B3}^* = -9 \text{ В}.$$

1.5.3. Расчет задающего устройства выходного каскада

Задающее устройство состоит из цепочки следующих элементов: ГСТ, VD1, VD2, VT3 и резистора R. Определению подлежат значения тока ГСТ I_G , тока диода I_D и напряжения на диодах U_D в режиме покоя, тока эмиттера VT3 $I_{Э3}$ в покое и номинальное сопротивление резистора R.

Как уже отмечалось, ток ГСТ должен быть задан таким, чтобы в режиме покоя транзисторы VT1 и VT2 были почти заперты, т.е. ток эмиттеров этих транзисторов был в 50-100 раз меньше предельного значения. Предельное значение тока выбранных транзисторов 20 мА, поэтому зададимся значением тока эмиттеров в покое $I_{Э1} = I_{Э2} = 0.2 \text{ мА}$. Тогда потенциал

баз этих транзисторов в покое $U_{Б1} = U_{Б2}$ можно определить из уравнения (1.26), которое следует из уравнения (1.2), если учесть, что

$$\begin{aligned} U_{БЭ1} &= U_{Б1} - R_1 \cdot I_{Э1}, \\ U_{КБ1} &= E_{П1} - U_{Б1} \end{aligned}$$

то-есть

$$U_{Б1}^2 \cdot \frac{[b_{Э} + \chi(E_{П1} + I_{Э1} \cdot R_1) + \mu]U_{Б1} + [(b_{Э} + \chi \cdot E_{П1}) \cdot R_1 \cdot I_{Э1} + \mu \cdot E_{П1} - \ln I_{\infty} + \ln I_{Э1}]}{\chi} \quad (1.26)$$

Подставив значения всех параметров, получим

$$U_{Б1} = 0.5800 \text{ В.}$$

Так как в режиме покоя потенциал точки А равен нулю, то

$$U_{Д1} = U_{Д2} = U_{Б1} = 0.5800 \text{ В.}$$

Ток диода в покое определяется из уравнения

$$I_{Д1} = I_{Д2} = I_{\infty} \cdot \exp(b_{Э} \cdot U_{Д1}), \quad (1.27)$$

его значение

$$I_{Д1} = 0.1532 \text{ мА.}$$

Ток ГСТ равен

$$I_{Г} = I_{Д1} + I_{Б1} = I_{Д1} + \frac{I_{Э1}}{\beta + 1}, \quad (1.28)$$

то-есть

$$I_{Г} = 0.1550 \text{ мА.}$$

Ток коллектора VT3 в покое

$$I_{К3} = I_{Д2} + I_{Б2} = I_{Д1} + I_{Б1} = I_{Г}. \quad (1.29)$$

Отсюда, ток эмиттера VT3 в покое

$$I_{Э3} = \frac{\beta + 1}{\beta} I_{К3} = \frac{\beta + 1}{\beta} I_{Г} = 0.1565 \text{ мА}. \quad (1.30)$$

Если в режиме покоя потенциал точки А равен нулю, то

$$U_{B3}^* + U_{KB3}^* + U_{D2}^* = 0. \quad (1.31)$$

Отсюда получаем

$$U_{KB3}^* = -U_{B3}^* - U_{D2}^* = 8.42 \text{ В.}$$

Значение напряжения $U_{ЭБ3}^*$ в покое можно определить из уравнения (1.2) для транзистора VT3

$$U_{BЭ3}^* = \frac{(\ln I_{Э3}^* - \ln I_{00} + \mu \cdot U_{KB3}^*)}{(b_{Э} + \chi \cdot U_{KB3}^*)} = 0.5737 \text{ В.} \quad (1.32)$$

Падение напряжения на резисторе R должно удовлетворять уравнению

$$-E_{П2} + RI_{Э3}^* + U_{BЭ3}^* = U_{B3}^*,$$

следовательно,

$$R = \frac{(U_{B3}^* + E_{П2} - U_{BЭ3}^*)}{I_{Э3}^*} = 155 \text{ кОм.} \quad (1.33)$$

1.5.4. Расчет передаточной характеристики по току

При увеличении потенциала U_{B3} транзистор VT1 переходит в режим отсечки, ток диодов становится равным $I_{Г}$, ток же коллектора VT3 теперь будет

$$I_{K3} = I_{Г} + I_{B2}$$

Как видим, наличие ГСТ в цепи коллектора VT3 приводит к тому, что переменная составляющая тока базы VT2 всегда равна переменной составляющей тока коллектора VT3

$$\Delta I_{K3} = \Delta I_{B2}.$$

Поскольку ток коллектора связан с током базы соотношением

$I_{K3} = \beta \cdot I_{B3}$, то изменение тока базы VT2 будет связано с изменением тока базы VT3 равенством

$$\Delta I_{B2} = \beta \cdot \Delta I_{B3}. \quad (1.34)$$

Изменение тока базы VT2 вызовет изменение тока эмиттера этого транзистора, равное

$$\Delta I_{Э2} = (\beta + 1) \cdot \Delta I_{B2} = \beta \cdot (\beta + 1) \cdot \Delta I_{B3}.$$

Изменение тока $I_{Э2}$ может реализовать только как выходной ток в нагрузке R_H , поскольку транзистор VT1 заперт. Таким образом

$$I_H = \beta \cdot (\beta + 1) \cdot \Delta I_{Б3} = \beta \cdot (\beta + 1) \cdot (I_{Б3} - I_{Б3}^*). \quad (1.35)$$

Выходной каскад представляет собой усилитель тока с практически линейной передаточной характеристикой и дифференциальным коэффициентом усиления по току, равным

$$K_I = \beta \cdot (\beta + 1) = 11342. \quad (1.36)$$

Если $U_{Б3} < U_{Б3}^*$, то транзистор VT2 закрывается и открывается транзистор VT1. Ток в нагрузке изменяет направление на обратное, но написанные соотношения остаются в силе, так как транзисторы идентичны.

Выходное напряжение при этом равно

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= -I_H \cdot R_H = -\beta(\beta + 1)(I_{Б3} - I_{Б3}^*) \cdot R_H = \\ &= -\beta(I_{Э3} - I_{Э3}^*) \cdot R_H. \end{aligned} \quad (1.37)$$

1.5.5. Расчет передаточной характеристики по напряжению

Из уравнения (1.37) следует, что для установления связи между значениями выходного и входного напряжений, достаточно установить вид связи между изменением значения тока эмиттера VT3, $I_{Э3} - I_{Э3}^*$, и изменением значения входного напряжения $U_{Б3} - U_{Б3}^*$. Если $\Delta U_{Б3} = U_{Б3} - U_{Б3}^* > 0$, то транзистор VT1 закрыт и ток эмиттера VT2, $I_{Э2}$, равен току в нагрузке I_H . Следовательно, потенциал $U_{Б2}$, и всегда равный ему потенциал коллектора VT3, могут быть определены из уравнения

$$U_{К3} = U_{Б2} = -(R_H + R_2) \cdot I_H - U_{ЭБ2}. \quad (1.38)$$

Учитывая, что

$$U_{БК2} = U_{Б2} + E_{П2} = -(R_H + R_2) \cdot I_H + E_{П2} - U_{ЭБ2}, \quad (1.39)$$

значение $U_{ЭБ2}$ можно определить из уравнения

$$U_{ЭБЭ}^2 - \frac{\{b_{Э} + \chi \cdot [E_{П} - (R_{Н} + R_{2}) \cdot I_{Н}] + \mu\} U_{ЭЭ} +}{\chi} + \frac{\{\mu [E_{П} - I_{Н}(R_{Н} + R_{2}) - \ln I_{00}] + \ln I_{Н}\}}{\chi} = 0 \quad (1.40)$$

Изменение тока эмиттера VT3 связано со значением тока в нагрузке уравнением

$$I_{ЭЭ} - I_{ЭЭ}^* = \frac{I_{Н}}{\beta}, \quad (1.41)$$

которое вытекает из (1.35).

Значение потенциала базы $U_{БЭ}$ связано со значением тока эмиттера $I_{ЭЭ}$ уравнением

$$U_{БЭ}^2 - \frac{[b_{Э} + \chi \cdot (U_{КЭ} - E_{П} + I_{ЭЭ} \cdot R) + \mu] U_{БЭ} +}{\chi} + \frac{[\ln I_{ЭЭ} + \mu \cdot U_{КЭ} - \ln I_{00} - (b_{Э} + \chi \cdot U_{КЭ})(E_{П} - I_{ЭЭ} R)]}{\chi} = 0 \quad (1.42)$$

Таким образом, мы получили полную систему уравнений (1.42), (1.41), (1.40) и (1.38), которая позволяет определить значение $U_{БЭ}$ по заданному значению $I_{ЭЭ}$. Решая эту систему, получим

$$U_{БЭ} - U_{БЭ}^* = (R + \frac{I}{I_{ЭЭ} \cdot b_{Э}}) (I_{ЭЭ} - I_{ЭЭ}^*). \quad (1.43)$$

Как видим, переменная составляющая тока эмиттера $\Delta I_{ЭЭ} = I_{ЭЭ} - I_{ЭЭ}^*$ связана с переменной составляющей входного напряжения $\Delta U_{БЭ} = U_{БЭ} - U_{БЭ}^*$ линейной зависимостью.

Выходное напряжение каскада связано с переменной составляющей входного напряжения линейной зависимостью

$$U_{ВЫХ} = \frac{-\Delta U_{БЭ} \cdot \beta \cdot R_{Н} \cdot b_{Э} \cdot I_{ЭЭ}^*}{1 + b_{Э} \cdot I_{ЭЭ}^* \cdot R} \quad (1.44)$$

Рассматриваемый каскад обладает линейной передаточной характеристикой не только по току, но и по напряжению. Коэффициент усиления по напряжению получается равным

$$K_U = \frac{\beta \cdot R_H \cdot b_{\text{Э}} \cdot I_{\text{ЭЗ}}}{1 + b_{\text{Э}} \cdot I_{\text{ЭЗ}} \cdot R} \quad (1.45)$$

При выбранных значениях параметров $K_U = 3.38$.

Область линейности передаточной характеристики определяется условием $U_{\text{КБЗ}} > 0$ (активный режим VT3). Из написанной выше системы уравнений следует, что это условие выполняется, если

$$U_{\text{ВЫХ}} < \frac{R_H [E_{\text{П}} - R \cdot I_{\text{ЭЗ}} - (U_{\text{ЭБ2}} + U_{\text{ЭБ3}})]}{R_H + R_2 + \frac{R}{\beta}}$$

Так как для кремниевых транзисторов в слаботочном режиме напряжения на эмиттерных переходах VT2 и VT3 в сумме не превышает значения 1.5 В, то условие линейности принимает вид

$$U_{\text{ВЫХ}} < \frac{R_H [E_{\text{П}} - R \cdot I_{\text{ЭЗ}} - 1.5]}{R_H + R_2 + \frac{R}{\beta}} \quad (1.46)$$

При выбранных значениях параметров схемы, передаточные характеристики линейны в интервале значений $U_{\text{ВЫХ}}$ от 0 до 6.15 В.

Коэффициент усиления по мощности равен

$$K_P = K_U \cdot K_I = \frac{\beta^2 (\beta + 1) R_H \cdot b_{\text{Э}} \cdot I_{\text{ЭЗ}}}{1 + b_{\text{Э}} \cdot I_{\text{ЭЗ}} \cdot R} \quad (1.47)$$

При выбранных значениях параметров схемы

$$K_P = 38282.$$

1.1.6. Дифференциальный усилитель постоянного тока

Схема усилителя представлена на рис.1.8. Это два эмиттерно-связанных идентичных транзистора с одинаковыми резисторами R_1 и R_2 в цепях коллекторов, питаемые от ГСТ. Усилитель имеет два входа. Выходное напряжение снимается с коллекторов транзисторов.

Так как потенциалы эмиттеров всегда одинаковы, транзисторы идентичны и $R_1 = R_2$, то при $U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}}$

$U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Другими словами, такой усилитель реагирует только на разность входных напряжений, почему и назван дифференциальным.

Чтобы транзисторы в возможно более широком диапазоне изменения значения

разности $U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}$

сохраняли активный режим, необходимо чтобы значение

тока ГСТ $-I_{\Gamma}$ и номинал

резисторов R_1 и R_2

удовлетворял неравенству

$I_{\Gamma} \cdot R_1 < E_{\text{П1}}$, так как в

предельном случае ток

эмиттера одного из

транзисторов может стать

равным I_{Γ} .

Напишем соотношения,

связывающие значения

токов и напряжений в

элементах цепи.

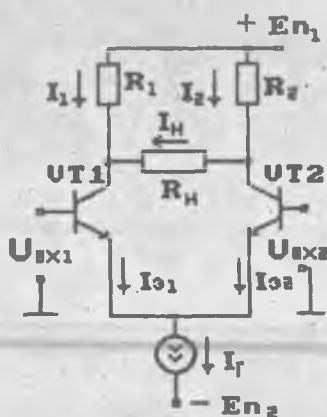


Рис.1.8. Дифференциальный каскад.

$$I_{\text{К1}} = I_1 + I_{\text{H}},$$

$$I_{\text{К2}} = I_2 - I_{\text{H}},$$

$$I_{\text{К1}} = \frac{\beta \cdot I_{\text{Э1}}}{\beta + 1},$$

$$I_{\text{К2}} = \frac{\beta \cdot I_{\text{Э2}}}{\beta + 1},$$

(148)

$$U_{\text{К1}} = E_{\text{П}} - I_1 \cdot R_1,$$

$$U_{\text{К2}} = E_{\text{П}} - I_2 \cdot R_2,$$

$$U_{\text{Б1}} = U_{\text{ВХ1}},$$

$$U_{\text{Б2}} = U_{\text{ВХ2}},$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{К2}} - U_{\text{К1}}.$$

Так как значение выходного напряжения определяется лишь значением разности $U_{ВХ1}$ и $U_{ВХ2}$, то при расчетах любое из них можно положить равным нулю. Будем далее считать $U_{ВХ2} = 0$ (вывод базы VT2 закорочен на общую шину).

На основании (1.46) нетрудно найти, что

$$U_{ВЫХ} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{R_1 \cdot R_H \cdot I_{\Gamma}}{R_H + 2R_1} \left(2 \frac{I_{Э1}}{I_{\Gamma}} - 1 \right), \quad (1.49)$$

$$U_{К1} = E_{П} - \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot R_1 \cdot I_{\Gamma} \cdot \frac{R_1 + R_H \frac{I_{Э1}}{I_{\Gamma}}}{R_H + 2R_1}, \quad (1.50)$$

$$U_{КЭ1} = U_{К1} - U_{Б1} = E_{П} - \frac{\beta}{\beta + 1} R_1 I_{\Gamma} \cdot \frac{R_1 + R_H \frac{I_{Э1}}{I_{\Gamma}}}{R_H + 2R_1} - U_{ВХ1}, \quad (1.51)$$

$$U_{КЭ2} = U_{К2} = E_{П} - \frac{\beta}{\beta + 1} R_1 I_{\Gamma} \cdot \frac{R_1 + R_H - R_H \frac{I_{Э1}}{I_{\Gamma}}}{R_H + 2R_1}, \quad (1.52)$$

$$U_{БЭ1} = U_{ВХ1} - U_{Э}, \quad (1.53)$$

$$U_{БЭ2} = -U_{Э}. \quad (1.54)$$

В соответствии с (1.2) и системой (1.49) - (1.54) имеем

$$U_{Э} = - \frac{[\ln(I_{\Gamma} - I_{Э1}) + \mu \cdot U_{КЭ2} - \ln I_{00}]}{b_{Э} + \chi \cdot U_{КЭ2}}, \quad (1.56)$$

$$\begin{aligned} & \chi \cdot U_{ВХ1}^2 - [b_{Э} + \chi \cdot U_{К1} + \chi \cdot U_{Э} + \mu] U_{ВХ1} + \\ & + (b_{Э} + \chi \cdot U_{Т1}) U_{Э} + \mu U_{К1} - \ln I_{00} + \ln I_{Э1} = 0 \end{aligned} \quad (1.57)$$

Метод расчета передаточной характеристики дифференциального усилителя представляется следующим образом. Задаемся рядом равноотстоящих значений $I_{Э1}$ в

интервале от $I_{Э1} = 0.1 I_{Г}$ до $I_{Э1} = 0.9 I_{Г}$. Для каждого из этих значений по формуле (1.49) определяем значение $U_{ВЫХ}$, по формуле (1.52) значение $U_{КБ2}$ и по формуле (1.56) $U_{Э}$. Затем, по формуле (1.50) определяем значение $U_{К1}$ и, решая уравнение (1.56), находим значение $U_{ВХ1}$.

В таблице 1.3 приведены результаты расчетов для случая $E_{П1} = 12$ В, $R_1 = R_2 = R_H = 10$ кОм, $I_{Г} = 1$ мА и транзистора с параметрами (1.1).

Таблица 1.3.

Результаты расчетов передаточной характеристики дифференциального каскада

$I_{Э1}, \text{мА}$	$U_{ВЫХ}, \text{В}$	$U_{КБ2}, \text{В}$	$U_{Э}, \text{В}$	$U_{К1}, \text{В}$	$U_{ВХ1}, \text{В}$
0.1	-2.642	5.726	-0.6255	8.368	-64.0
0.2	-1.981	6.056	-0.6217	8.037	-41.0
0.3	-1.321	6.386	-0.6174	7.707	-25.3
0.4	-0.660	6.716	-0.6126	7.377	-12.2
0.5	0.000	7.047	-0.6070	7.047	0.0
0.6	0.660	7.377	-0.6004	6.716	12.2
0.7	1.321	7.707	-0.5921	6.386	25.3
0.8	1.981	8.037	-0.5807	6.056	41.0
0.9	2.642	8.368	-0.5616	5.726	64.0

График этой передаточной характеристики приведен на рис. 1.9.

В интервале измерения тока эмиттера $I_{Э1}$ от $I_{Э1} = 0.3 I_{Г}$ до $I_{Э1} = 0.7 I_{Г}$ передаточная характеристика практически линейна и дифференциальный коэффициент передачи по напряжению $K_U = 54.1$. Однако за пределами этого интервала крутизна характеристики уменьшается, стремясь к нулю.

Выходное сопротивление дифференциального усилителя при этом довольно велико, так что изменение значения R_H существенно сказывается на крутизне характеристики. Так

например, если в рассмотренной схеме считать $R_{II} = \infty$, то при токе $I_{Э1} = 0.4 I_{Г}$ получим: $U_{ВЫХ} = -1.981$ В, $U_{ВХ} = -8.57$ мВ, $K_U = 231$. Как видим, по сравнению с прежним ($R_{II} = 10$ кОм), крутизна характеристики возросла более чем в 4 раза.

Для усилителей постоянного тока важна стабильность выходного напряжения в отсутствии сигнала или, как говорят, важно отсутствие дрейфа нуля. Этот дрейф может обуславливаться изменением напряжения питания, изменением температуры и изменением значений параметров транзисторов со временем.

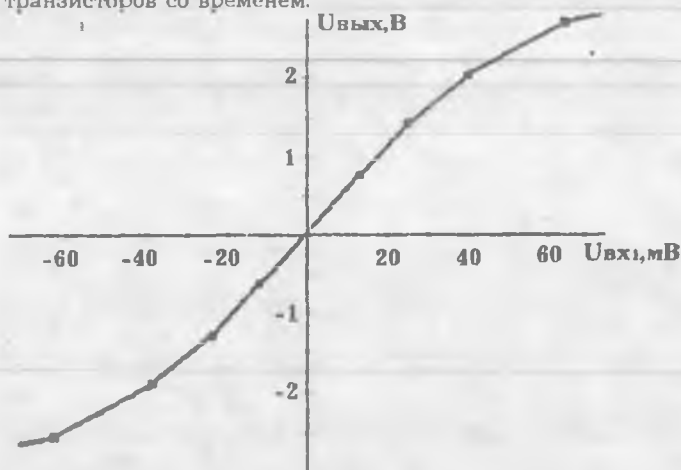


Рис.1.9. Передаточная характеристика дифференциального каскада.

Достоинством рассмотренного типа дифференциальных усилителей является практически полное отсутствие дрейфа нуля. Это непосредственно следует из их нечувствительности к синфазным сигналам. Изменение же напряжения питания, изменение температуры, изменение значений параметров транзисторов дифференциальной пары можно рассматривать как воздействие на эту пару таких синфазных сигналов.

Обратим внимание еще на одно важное свойство дифференциального усилителя.

Так как сумма токов эмиттеров дифференциальной пары остается постоянной и равной I_{Γ} , то изменение входного напряжения вызывает, по существу, изменение соотношения тока каждого эмиттера (например $I_{\Theta 1}$) к току ГСТ. В режиме малого сигнала (область изменения $I_{\Theta 1}/I_{\Gamma}$ от 0.4 до 0.6), как было показано, передаточная характеристика линейна. Но это значит, если учесть (1.49), что величина $(2I_{\Theta 1}/I_{\Gamma} - 1)$ с большой точностью пропорциональна разности $(U_{ВХ1} - U_{ВХ2})$. На этом основании можно утверждать, что в режиме малого сигнала выходное напряжение дифференциального усилителя пропорционально произведению тока ГСТ и разности значений входных напряжений

$$U_{ВЫХ} = \beta I_{\Gamma} \cdot (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}), \quad (1.57)$$

т.е. дифференциальный усилитель осуществляет операцию перемножения этих двух величин. В рассмотренном выше случае

$$\beta = 34.1 \text{ мА}^{-1}.$$

ГЛАВА 2 ПРОСТЕЙШИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА АНАЛОГОВЫХ ИМС

2.1. Усилитель синусоидального напряжения низкой частоты (микросхема К123УН)

Идея усилителя ясна из схемы, данной на рис.2.1. Усилитель содержит следующие функциональные узлы:

1. Трехкаскадный предусилитель постоянного тока с непосредственными связями между транзисторами VT1, VT2 и VT3. Первый и третий каскады с внутренней отрицательной обратной связью. Кроме того, отрицательной обратной связью охвачены третий и первый каскады.
2. Устройство сдвига уровня постоянного напряжения (транзистор VT4, резистор R₉ и транзистор VT6).
3. Два ГСТ (транзисторы VT6 и VT8), питаемые от единого задающего ток ГСТ устройства (транзисторы VT5 и VT7, резистор R₁₀).
4. Умножитель тока (транзисторы VT4 и VT8).

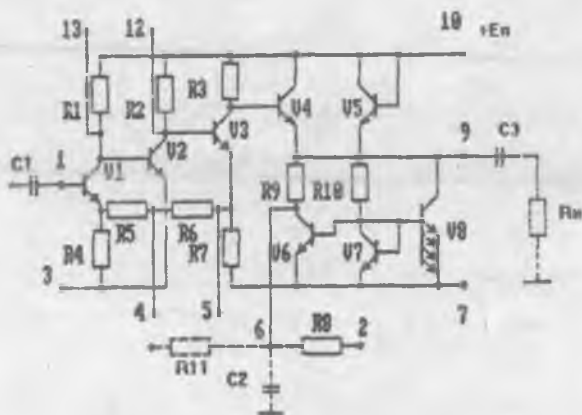


Рис.2.1. Принципиальная схема усилителя К123УН.

Режим покоя входного транзистора VT1 задается путем подачи постоянной составляющей напряжения устройства

сдвига уровня на базу этого транзистора. Осуществляется это либо внешним соединением точек 2 и 1 микросхемы, либо соединением точки 6 с точкой 1 через навесной резистор R_{11} . Для устранения обратной связи по переменной составляющей напряжения точка 6 замыкается на общую шину навесным конденсатором $C2$ достаточно большой емкости.

2.1.1. Расчет режима покоя транзисторов трехкаскадного усилителя

Задача схемотехнического расчета усилителя заключается в определении тех номиналов всех резисторов, при которых обеспечивается достаточная линейность амплитудной характеристики, требуемые значения входного и выходного сопротивлений и коэффициента усиления. Линеаризация амплитудной характеристики достигается путем охвата усилителя отрицательными обратными связями, осуществляемыми с помощью резисторов R_4 , R_5 , R_6 и R_7 . Однако эти связи будут эффективными в том и только в том случае, если режим работы транзисторов во всем динамическом диапазоне остается активным или близким к нему. Выполнение этого условия определяется номиналами резисторов R_1 , R_2 и R_3 .

Кроме динамических параметров, существенно также и значение такого параметра, как уровень собственных шумов усилителя. В отношении значения этого параметра доминирующую роль играет транзистор $VT1$, поскольку флуктуации выходного напряжения этого транзистора усиливаются последующими каскадами. Флуктуации тока коллектора сильно возрастают при больших значениях обратного напряжения на коллекторном переходе, когда поле в переходе настолько велико, что становится заметным спонтанное размножение носителей. По этой причине номиналы резисторов R_2 и R_3 и режим покоя транзисторов $VT2$ и $VT3$ следует задавать такими, чтобы напряжение U_{KB} этих транзисторов не превышало значения 2-3 В во всем динамическом диапазоне. В отношении транзистора $VT1$ условия должны быть еще более жесткими. Напряжение на коллекторном переходе в режиме покоя этого транзистора следует задать прямым, порядка 0.05-0.06 В. Транзистор

будет находиться в начале режима насыщения, но существенного изменения параметров его вольтамперной характеристики еще не произойдет. Можно показать, что резкое падение тока эмиттера в режиме насыщения происходит лишь при значениях прямого напряжения на коллекторном переходе, равных напряжению на эмиттерном переходе. В случае кремниазых транзисторов это соответствует значениям 0.5-0.6 В.

В данном параграфе мы как бы обратим расчетную задачу и, вместо определения номиналов резисторов на основе заданных параметров транзисторов и параметров режима покоя, определим параметры режима, взяв номиналы резисторов реальной микросхемы, и покажем, что эти параметры режима при параметрах транзисторов, данных в (1.1), точно соответствуют изложенным выше требованиям и в пределах погрешности измерений совпадают со значениями параметров режима покоя реальной ИМС.

Номиналы резисторов, выраженные в килоомах, следующие: $R_1=9$, $R_2=5$, $R_3=0.6$, $R_4=R_7=0.1$, $R_5=0.43$, $R_6=6.3$.

Поскольку потенциалы эмиттеров транзисторов VT1 и VT3 определяются токами протекающими по резисторам R_4 и R_7 соответственно, то прежде всего необходимо определить связь этих токов с токами эмиттеров.

На основании системы уравнений Кирхгофа, найдем

$$I_4 = \frac{(R_7 + R_5 + R_6)I_{Э1}}{R_4 + R_5 + R_6 + R_7} + \frac{R_4 \cdot I_{Э3}}{R_4 + R_5 + R_6 + R_7},$$

$$I_7 = \frac{R_7 \cdot I_{Э1}}{R_4 + R_5 + R_6 + R_7} + \frac{(R_4 + R_5 + R_6) \cdot I_{Э3}}{R_4 + R_5 + R_6 + R_7}$$

Подставляя значения номиналов резисторов получим

$$\begin{aligned} I_4 &= 0.986 \cdot I_{Э1} + 0.014 \cdot I_{Э3}, \\ I_7 &= 0.014 \cdot I_{Э1} + 0.986 \cdot I_{Э3}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Кроме того заметим, что ток, протекающий в резисторе коллекторной нагрузки каждого транзистора, отличается от тока эмиттера этого транзистора на величину, равную разности токов баз соседних транзисторов. Так как коэффициент передачи тока базы этих β транзисторов

порядка 100 и более, то в оценочных расчетах совершенно допустимо принимать ток в нагрузке равным току эмиттера данного транзистора.

Приступим к анализу. Прежде всего необходимо определить область допустимых значений тока эмиттера каждого транзистора. Начнем с транзистора VT2.

Максимальное допустимое значение тока эмиттера этого транзистора будет равно тому значению, при котором потенциал коллектора этого транзистора становится равным потенциалу его базы ($U_{КБ} = 0$) и транзистор оказывается на грани режима насыщения

$$U_{К2\text{ MIN}} = E_{П} - R_2 I_{Э2\text{ MAX}} = U_{Б2}, U_{КБ\text{ MIN}} = 0,$$

$$U_{БЭ2} = U_{Б2} = E_{П} - R_2 \cdot I_{Э2\text{ MAX}}.$$

На основании (1.2) в этих условиях получим

$$\ln I_{Э2\text{ MAX}} = b_{Э}(E_{П} - R_2 \cdot I_{Э2\text{ MAX}}) + \ln I_{00}.$$

Подставляя значения $E_{П} = 6$ В и значения других параметров, придем к трансцендентному уравнению

$$\ln I_{Э2\text{ MAX}} = 1578 \cdot I_{Э2\text{ MAX}} = 169.179,$$

из которого, пренебрегая малой величиной $\ln I_{Э2\text{ MAX}}$, найдем

$$I_{Э2\text{ MAX}} = 1.073 \text{ мА.}$$

Если ток $I_{Э2}$ уменьшать, то будет возрастать потенциал коллектора VT2 и, соответственно, потенциал базы VT3. Это вызовет рост тока эмиттера $I_{Э3}$. При некотором значении тока $I_{Э2} = I_{Э2\text{ MIN}}$ окажется на грани насыщения теперь уже транзистор VT3. Следовательно, минимально допустимое значение тока эмиттера второго транзистора $I_{Э2\text{ MIN}}$ связано с максимально допустимым значением тока эмиттера третьего транзистора. Эта связь вытекает из очевидных соотношений

$$U_{Б3\text{ MAX}} = U_{К2\text{ MAX}} = E_{П} - R_2 \cdot I_{Э2\text{ MIN}},$$

$$U_{К3\text{ MIN}} = E_{П} - R_3 \cdot I_{Э3\text{ MAX}} = U_{Б3\text{ MAX}}.$$

Следовательно,

$$I_{Э2.MIN} = \frac{R_3}{R_2} I_{Э3.MAX} \quad (2.2)$$

Значение $I_{Э3.MAX}$ находится тем же методом, что и в случае определения $I_{Э2.MAX}$, т.е.

$$U_{БЭ3.MAX} = U_{Б3.MAX} - R_7 \cdot I_{7.MAX}$$

Поскольку речь пока идет лишь о приближенной оценке численного значения $I_{Э3.MAX}$, то на основании (2.1)

$I_{Э3.MAX} \approx I_{7.MAX}$ и тогда

$$U_{БЭ3.MAX} = E_{П} - R_3 \cdot I_{Э3.MAX} - R_7 \cdot I_{Э3.MAX}$$

На основании (1.2), поскольку $U_{КБ3.MIN} = 0$, имеем

$$\ln I_{Э3.MAX} = b_{\Sigma} [E_{П} - (R_3 + R_7) \cdot I_{Э3.MAX}] + \ln I_{00},$$

откуда

$$\ln I_{Э3.MAX} + 22.092 \cdot I_{Э3.MAX} = 169.179 \quad (2.3)$$

Так как значение $I_{Э3.MAX}$ уже заметно отличается от 1 мА, то пренебрегать величиной $\ln I_{Э3.MAX}$ в этом уравнении уже не следует. Применяя при решении уравнения (2.3) метод последовательных приближений (метод итераций), а в качестве нулевого приближения значение

$$I_{Э3.MAX}^{(0)} = \frac{169.179}{22.092} = 7.658 \text{ мА},$$

уже в следующем приближении получим

$$I_{Э3.MAX}^{(1)} = 7.66 \text{ мА},$$

что отвечает погрешности менее 1%. На основании (2.2)

$I_{Э2.MIN} = 0.908 \text{ мА}$, а в середине области допустимых значений тока $I_{Э2}$ соответствует ток

$$I_{Э2}^* = 0.990 \text{ мА} \quad (2.4)$$

Примем эту величину за значение тока эмиттера VT2 в покое.

Определим значения потенциалов коллектора и базы транзистора VT2 в покое

$$U_{К2}^* = E - R_2 \cdot I_{Э2}^* = 1.05 \text{ В} \quad (2.5)$$

Для определения $U_{B2}^* = U_{BЭ2}^*$ воспользуемся (1.2) и учтем, что

$$U_{KB2}^* = U_{K2}^* - U_{BЭ2}^* = 1.05 - U_{BЭ2}^*,$$

$$\ln I_{Э2}^* = [b_{Э} + \chi \cdot (1.05 - U_{BЭ2}^*)] U_{BЭ2}^* - \mu \cdot (1.05 - U_{BЭ2}^*) + \ln I_{00}.$$

Отсюда, подставив значения параметров, получим

$$32.539 U_{BЭ2}^* - 0.619 (U_{BЭ2}^*)^2 = 20.516,$$

$$U_{BЭ2}^* = 0.638 \text{ В.} \quad (2.6)$$

Так как потенциал коллектора VT1 равен потенциалу базы VT2, то по найденному значению $U_{BЭ2}^*$ определим ток эмиттера VT1 в покое

$$I_{Э1}^* = \frac{E_{II} - U_{BЭ2}^*}{R_1} = 0.596 \text{ мА.} \quad (2.7)$$

Определим теперь значение тока эмиттера транзистора VT3 в покое

$$U_{B3}^* = U_{K2}^* = 1.05 \text{ В,}$$

$$U_{Э3}^* = R_7 \cdot I_{Э3}^* - R_7 (0.014 \cdot I_{Э1}^* + 0.986 \cdot I_{Э3}^*).$$

Отсюда

$$\begin{aligned} U_{Э3}^* &= 1.05 - R_7 (0.014 \cdot I_{Э1}^* + 0.986 \cdot I_{Э3}^*) = \\ &= 1.0492 - 0.0986 \cdot I_{Э3}^*. \end{aligned} \quad (2.A)$$

$$U_{KB3}^* = E_{II} - R_3 \cdot I_{Э3}^* - 1.05 = 4.95 - 0.6 \cdot I_{Э3}^*. \quad (2.B)$$

На основании (1.2) имеем

$$\begin{aligned} \ln I_{Э3}^* &= [b_{Э} + \chi \cdot (4.95 - 0.6 \cdot I_{Э3}^*)] (1.0492 - 0.0986 \cdot I_{Э3}^*) - \\ &- \mu \cdot (4.95 - 0.6 \cdot I_{Э3}^*) + \ln I_{00}, \end{aligned}$$

или

$$\ln I_{Э3}^* + 3.6062 \cdot I_{Э3}^* - 0.0366 (I_{Э3}^*)^2 = 14.518. \quad (2.8)$$

Решая (2.8) методом итераций, получим

$$I_{Э3}^* = 3.602 \text{ мА.} \quad (2.9)$$

Определим значение потенциала базы транзистора VT1 в покое. Как отмечалось в начале данного параграфа транзистор VT1, в целях уменьшения его шумов, должен

работать в начале режима насыщения. В этой области можно использовать уравнение (1.2). Следовательно,

$$\begin{aligned} \ln I_{Э1}^* &= [b_{Э} + \chi \cdot U_{Б1}^*] U_{БЭ1}^* - \mu \cdot U_{КБ1}^* + \ln I_{О0} = \\ &= [b_{Э} + \chi \cdot (E_{П} - R_1 \cdot I_{Э1}^*) - \chi \cdot U_{Б1}^*] U_{Б1}^* - \\ &\quad - I_4 R_4 [b_{Э} + \chi \cdot (E_{П} - R_1 \cdot I_{Э1}^*) - \chi \cdot U_{Б1}^*] - \\ &\quad - \mu \cdot (E_{П} - R_1 \cdot I_{Э1}^*) + \mu \cdot U_{Б1}^* + \ln I_{00}, \end{aligned}$$

или,

$$0.619 \cdot U_{Б1}^{*2} - 32.3224 \cdot U_{Б1}^* + 21.9206 = 0. \quad (2.10)$$

Решая уравнение (2.10), получим

$$U_{Б1}^* = 0.687 \text{ В}. \quad (2.11)$$

На основании (2.11) и (2.6) можно убедиться, что значение напряжения коллектор-база первого транзистора в покое равно

$$U_{КБ1}^* = U_{К1}^* - U_{Б1}^* = -0.049 \text{ В},$$

т.е. транзистор действительно находится в начале области насыщения. Также легко убедиться в том, что найденное значение тока транзистора VT3 в покое соответствует середине его области активного режима. Все это, вместе взятое, свидетельствует о том, что номиналы резисторов R_1 ,

R_2 и R_3 выбраны в полном соответствии со свойствами транзисторов, которые выражаются уравнением (1.2), и условием оптимальности динамического диапазона усилителя.

2.1.2. Расчет коэффициента усиления по напряжению и входного сопротивления

Выходное напряжение третьего каскада численно равно потенциалу коллектора VT3

$$U_{К3} = E_{П} - R_3 \cdot I_{Э3}.$$

Переменная составляющая этого напряжения равна

$$dU_{К3}^* = R_3 \cdot dI_{Э3}^*. \quad (2.12)$$

На основании (1.2) получаем

$$d I_{\text{ЭЗ}} = I_{\text{ЭЗ}}^* [(b_{\text{Э}} + \chi \cdot U_{\text{КБЗ}}^*)] d U_{\text{БЭЗ}} + (\chi \cdot U_{\text{БЭЗ}}^* - \mu) \cdot d U_{\text{КБЗ}}. \quad (2.13)$$

В соответствии с (2.А), (2.В) и (2.9), $U_{\text{БЭЗ}}^* = 0.6743 \text{ В}$,
 $U_{\text{КБЗ}}^* = 2.669 \text{ В}$.

Так как

$$U_{\text{БЭЗ}} = U_{\text{БЗ}} - U_{\text{ЭЗ}} = U_{\text{К2}} - U_{\text{ЭЗ}} = \\ = E_{\text{II}} - I_{\text{Э2}} R_2 - R_7 (0.014 \cdot I_{\text{Э1}} + 0.986 \cdot I_{\text{Э3}}),$$

то

$$d U_{\text{БЭЗ}} = -R_2 d I_{\text{Э2}} - 0.014 \cdot R_7 d I_{\text{Э1}} - R_7 \cdot 0.986 \cdot d I_{\text{Э3}}.$$

Далее, так как

$$U_{\text{КБЗ}} = E_{\text{II}} - R_3 I_{\text{ЭЗ}} - U_{\text{К2}} = -R_3 \cdot I_{\text{ЭЗ}} + R_2 I_{\text{Э2}},$$

то

$$d U_{\text{КБЗ}} = R_2 \cdot d I_{\text{Э2}} - R_3 \cdot d I_{\text{ЭЗ}}.$$

Подставляя эти значения в (2.13), получим

$$d I_{\text{ЭЗ}} = \frac{-A_1 R_2 d I_{\text{Э2}} - 0.014 \cdot A_2 \cdot R_7 d I_{\text{Э1}}}{1 + 0.986 \cdot A_2 \cdot R_7 + A_3 \cdot R_3}, \quad (2.14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= I_{\text{ЭЗ}}^* [b + (U_{\text{КБЗ}}^* - U_{\text{БЭЗ}}^*) \chi + \mu], \\ A_2 &= I_{\text{ЭЗ}}^* (b + \chi U_{\text{КБЗ}}^*), \\ A_3 &= I_{\text{ЭЗ}}^* (\chi U_{\text{КБЗ}}^* - \mu). \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Рассматривая второй и первый каскады, путем аналогичных действий найдем

$$d I_{\text{Э2}} = - \frac{B_1 R_1 d I_{\text{Э1}}}{1 + B_3 \cdot R_2}, \quad (2.16)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= I_{\text{Э2}}^* [b + \chi (U_{\text{КБ2}}^* - U_{\text{БЭ2}}^*) + \mu], \\ B_3 &= (\chi \cdot U_{\text{БЭ2}}^* - \mu) I_{\text{Э2}}^*, \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

и

$$dI_{\partial 1} = \frac{C_1 \cdot dU_{B1} - 0.014 \cdot C_2 R_4 dI_{\partial 3}}{1 + 0.986 \cdot C_2 \cdot R_4 + C_3 \cdot R_1}, \quad (2.18)$$

где

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= [b + \chi(U_{KB1}^* - U_{B\partial 1}^*) + \mu] I_{\partial 1}^*, \\ C_2 &= (b + \chi U_{KB1}^*) I_{\partial 1}^*, \\ C_3 &= (\chi U_{B\partial 1}^* - \mu) I_{\partial 1}^*. \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

Решая систему (2.14), (2.16) и (2.18) совместно, придем к уравнению

$$\begin{aligned} & [1 + 0.986 A_2 R_7 + A_3 R_3 + \\ & + \frac{0.014 \cdot C_2 A_1 B_1 R_2 R_1 R_4}{(1 + B_3 R_2)(1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1)} - \\ & - \frac{0.014^2 \cdot A_2 R_7 C_2 R_4}{(1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1)}] dI_{\partial 3} = \\ & = \left[\frac{C_1 A_1 B_1 R_2 R_1}{(1 + B_3 R_2)(1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1)} - \right. \\ & \left. - \frac{0.014 \cdot A_2 C_1 R_7}{1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1} \right] dU_{B1}. \quad (2.20) \end{aligned}$$

Определив численные значения параметров A_1 , A_2 , и т.д. в выбранной рабочей точке, нетрудно убедиться в том, что первый член правой части (2.20) в десятки тысяч раз превосходит второй член этой части. Второй и четвертый члены левой части в сумме превосходят сумму всех остальных членов этой части более чем в тысячу раз. Следовательно, с погрешностью менее 0.1 %, уравнение (2.20) эквивалентно уравнению

$$\frac{0.014 \cdot C_2 A_1 B_1 R_2 R_1 R_4}{(1 + B_3 R_2)(1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1)} \left[1 + \frac{0.986 A_2 R_7 (1 + B_3 R_2)(1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1)}{0.014 \cdot C_2 A_1 B_1 R_2 R_1 R_4} \right] dI_{\Sigma 3} =$$

$$= \frac{C_1 A_1 B_1 R_2 R_1 \cdot dU_{B1}}{(1 + B_3 R_2)(1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1)},$$

или

$$0.014 \cdot C_2 R_4 (1 + \gamma) dI_{\Sigma 3} = C_1 dU_{B1}. \quad (2.20')$$

Отсюда, получаем

$$K_U = \frac{dU_{K3}}{dU_{B1}} = \frac{R_3 dU_{K3}}{dU_{B1}} = \frac{R_3 C_1}{0.014 \cdot (1 + \gamma) C_2 R_4}. \quad (2.21)$$

Так как γ порядка 0.01 и C_1 равно C_2 с погрешностью менее 0.2 %, то с погрешностью не более 1 % имеем

$$K_U = \frac{R_3}{0.014 \cdot R_4} = 429.$$

Входное динамическое сопротивление предусилителя равно

$$R_{ВХД} = \frac{dU_{B1}}{dI_{B1}} = (\beta + 1) \frac{dU_{B1}}{dI_{\Sigma 3}}.$$

На основании (2.18) и (2.20') можно получить

$$dI_{\Sigma 3} = \frac{C_1 \left(\frac{\gamma}{1 + \gamma} \right) dU_{B1}}{1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1}.$$

Следовательно,

$$R_{ВХД} = (\beta + 1) \frac{1 + 0.986 \cdot C_2 R_4 + C_3 R_1}{\gamma \cdot C_1} (1 + \gamma). \quad (2.22)$$

В заданном режиме покоя $C_1 = 18.758 \text{ КОМ}^{-1}$
 $C_2 = 18.792 \text{ КОМ}^{-1}$, $C_3 = 3.372 \cdot 10^{-2} \text{ КОМ}^{-1}$, $\gamma = 1.112 \cdot 10^{-2}$.
 так что

$$R_{ВХД} = 15.3 (\beta + 1) \text{ кОм}, \quad (2.22')$$

т.е. более 1.5 МОма. Так как точка 1 (база VT1) через резистор R_8 (R_{11}) и навесной конденсатор C_2 соединена с общей шиной, то фактическое значение входного динамического сопротивления микросхемы будет равно, если учесть (2.22'), сопротивлению резистора R_8 (R_{11}).

2.1.3. Расчет выходного устройства

Выходным активным элементом устройства является транзистор VT4, питаемый основным генератором стабильного тока (ГСТ) (на многозмиттерном транзисторе VT8) и вспомогательным ГСТ, (на транзисторе VT6). Основной ГСТ служит для уменьшения выходного сопротивления схемы. Вспомогательный ГСТ является элементом устройства сдвига уровня постоянного напряжения, необходимого для задания расчетного значения напряжения на базе транзистора VT1 в покое, т.е. значения $U_{Б1}^*$. Транзисторы VT5 и VT7 в диодном включении служат для задания опорного напряжения $U^{**} = U_{Б37}^*$, питающего исполнительные транзисторы ГСТ.

Потенциалы $U_{Б1}^*$ и $U_{К6}^*$ связаны соотношением

$$U_{К6}^* = U_{Б1}^* + \frac{R_C I_{Э1}}{\beta + 1}, \quad (2.23)$$

где R_C сопротивление цепи обратной связи по постоянному току, реализуемой резистором R_8 или R_{11} .

Полагая $R_C = R_8 = 13 \text{ кОм}$, получим

$$U_{К6}^* = 0.759 \text{ В.}$$

В соответствии со схемой включения транзисторов VT5 и VT7, на основании (1.2) имеем

$$E_{П} = 2U^{**} = R_{10} \exp(bU^{**} + \ln I_{00})$$

или

$$\ln(E_{П} - 2U^{**}) + \frac{1}{2} b(E_{П} - 2U^{**}) = \ln R_{10} + \ln I_{00} + \frac{1}{2} bE_{П}. \quad (2.24)$$

Решая это уравнение при $R_{10} = 6 \text{ кОм}$, найдем

$$U^{**} = 0.632 \text{ В.}$$

Ток вспомогательного ГСТ (ток коллектора VT6) будет равен

$$I_{K6} = \frac{\beta}{\beta + 1} \exp\{[b + \chi(U_{K6} - U^{**})]U^{**} - \mu(U_{K6} - U^{**}) + \ln I_{00}\} = \\ = 0.789 \text{ мА.} \quad (2.25)$$

Ток основного ГСТ (ток коллектора VT8)

$$I_{K8} = \frac{n\beta}{\beta + 1} \exp\{[(b + \chi(U_{Э4} - U^{**}))U^{**} - \mu(U_{Э4} - U^{**}) + \ln I_{00}]\} = \\ = \frac{n\beta}{\beta + 1} \exp\{[(b - \chi U^{**} + \mu)U^{**} + (\chi U^{**} - \mu)U_{Э4} + \ln I_{00}]\} = \\ = \frac{n\beta}{\beta + 1} \cdot 0.760 \cdot \exp\{(\chi U^{**} - \mu)U_{Э4}\}, \quad (2.26)$$

где n - число эмиттеров транзистора VT8.

Ток эмиттера транзистора VT4 в покое

$$I_{Э4} = \exp\{[(b + \chi(E_{П} - U_{K3}^*))U_{K3}^* - \mu(E_{П} - U_{K3}^*) + \ln I_{00}]\} = \\ = \exp\{[b + \chi(E_{П} - U_{K3}^*)]U_{K3}^* - \mu(E_{П} - U_{K3}^*) + \ln I_{00}\} \times \\ \times \exp\{-[b + \chi(E_{П} - U_{K3}^*)]U_{Э4}^*\} = \\ = \exp[101.6912] \cdot \exp\{-[b + \chi(E_{П} - U_{K3}^*)]U_{Э4}^*\}. \quad (2.27)$$

Ток эмиттера VT4 равен сумме токов коллекторов VT6 и VT8. Приравнявая (2.27) сумме (2.25) и (2.26) и логарифмируя обе части равенства, приходим к уравнению

$$\ln\left\{1 + \frac{\beta + 1}{0.760 \cdot n \cdot \beta} \exp\{-(\chi U^{**} - \mu)U_{Э4}^*\}\right\} + [b + \chi(E_{П} - U_{K3}^* + \\ + U^{**}) - \mu]U_{Э4}^* = 101.6912 - \ln\left(0.760 \frac{n\beta}{\beta + 1}\right), \quad (2.28)$$

которое определяет значение потенциала эмиттера VT4 в покое, т.е. значение постоянной составляющей выходного напряжения.

Полагая $n=4$ и подставляя значения параметров режима покоя, получим

$$\ln\{1 + 0.33205 \cdot \exp[-6.2208 \cdot 10^{-2} U_{Э4}^*]\} +$$

$$+ 33.03427 \cdot U_{Э4}^* = 100.58873. \quad (2.28')$$

Первый член этого уравнения мал по сравнению с другими членами и, кроме того, очень слабо зависит от значения $U_{Э4}^*$. Уравнение (2.28') практически линейное и его корень равен

$$U_{Э4}^* = 3.038 \text{ В.}$$

Сопротивление резистора R_9 равно

$$R_9 = \frac{U_{Э4}^* - U_{К6}^*}{I_{К6}^*} = 2.9 \text{ кОм},$$

что полностью соответствует указанному в паспорте ИМС значению номинала этого резистора.

Дифференциальное сопротивление основного ГСТ на транзисторе VT8

$$R_{Д8} = \frac{1}{\frac{\partial I_{К8}}{\partial U_{К8}}} = \frac{1}{\frac{\partial I_{К8}}{\partial U_{Э4}}}$$

На основании (2.26) имеем

$$R_{Д8} = \frac{\beta + 1}{0.760 \cdot n \cdot \beta (\chi U^{**} - \mu) \exp(\chi U^{**} - \mu)} = 5 \text{ кОм}. \quad (2.29)$$

Дифференциальное сопротивление вспомогательного ГСТ на транзисторе VT6 составляет

$$R_{Д6} = \frac{1}{\frac{\partial I_{К6}}{\partial U_{К6}}}$$

На основании (2.25) получаем

$$R_{Д6} = \frac{1}{I_{К6} (\chi U^{**} - \mu)} = 20.4 \text{ кОм}. \quad (2.30)$$

Полное дифференциальное сопротивление в цепи эмиттера VT4, составит

$$R_{Д4} = \frac{R_{Д8} (R_{Д6} + 2.9)}{R_{Д8} + R_{Д6} + 2.9} = 4.12 \text{ кОм}. \quad (2.31)$$

Эквивалентная схема по переменному току может быть представлена рисунком 2.2.

Определим значения коэффициента передачи напряжения оконечным каскадом и выходного сопротивления.

Переменная составляющая выходного тока - это переменная составляющая тока эмиттера VT4. Согласно (2.27) имеем

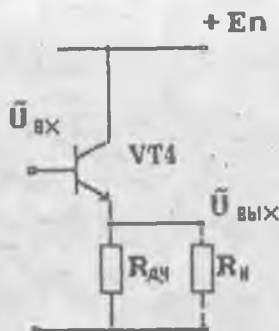


Рис.2.2. Эквивалентная схема выходного устройства.

$$\bar{I}_{\text{ВЫХ}} = dI_{\text{Э4}} = I_{\text{Э4}}^* \left\{ [b + \chi(E_{\text{П}} - 2U_{\text{К3}}^* + U_{\text{Э4}}^*) + \mu] dU_{\text{К3}} - [b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{К3}}^*)] dU_{\text{Э4}} \right\}. \quad (2.27')$$

Так как $dU_{\text{К3}}$ - это переменная составляющая напряжения на входе оконечного каскада $\bar{U}_{\text{ВХ}}$, а $dU_{\text{Э4}}$ - переменная составляющая напряжения на выходе $\bar{U}_{\text{ВЫХ}}$ и, следовательно,

$$\bar{I}_{\text{ВЫХ}} = \bar{U}_{\text{ВЫХ}} \left(\frac{1}{R_{\text{д4}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right),$$

то, в соответствии с (2.27'), имеем

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{b + \chi(E_{\text{П}} - 2U_{\text{К3}}^* + U_{\text{Э4}}^*) + \mu}{I_{\text{Э4}}^* \left(\frac{1}{R_{\text{д4}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right) + b + \chi(E_{\text{П}} - 2U_{\text{К3}}^*)} \bar{U}_{\text{ВХ}}.$$

Величина $I_{\text{Э4}}^* \cdot R_{\text{д4}}$ ничтожно мала по сравнению с величиной $b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{К3}}^*)$ и ею можно пренебречь. Поделив числитель и знаменатель предыдущего выражения $b + \chi(E_{\text{П}} - 2U_{\text{К3}}^*)$, получим

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 - \frac{[(U_{\text{КЗ}}^* - U_{\text{Э4}}^*)\chi - \mu]}{b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{КЗ}}^*)}}{1 + \frac{I_{\text{Э4}}^* R_{\text{Н}} [b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{КЗ}}^*)]}{1}} \bar{U}_{\text{ВХ}}$$

Величина $\frac{[(U_{\text{КЗ}}^* - U_{\text{Э4}}^*)\chi - \mu]}{b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{КЗ}}^*)} = 2.07 \cdot 10^{-3}$ относительно мала, ею можно пренебречь по сравнению с 1. В таком случае, выражение для $\bar{U}_{\text{ВЫХ}}$ упрощается и имеет вид

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\bar{U}_{\text{ВХ}}}{1 + \frac{I_{\text{Э4}}^* R_{\text{Н}} [b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{КЗ}}^*)]}{1}} \quad (2.32)$$

Как видим, при $R_{\text{Н}} = \infty$, коэффициент передачи напряжения выходным устройством равен 1 и коэффициент усиления по напряжению всей микросхемы равен коэффициенту усиления первых трех каскадов (2.21). С уменьшением сопротивления нагрузки значение коэффициента передачи напряжения уменьшается.

Уравнения (2.21) позволяет определить значение выходного сопротивления ИМС. Действительно, при $R_{\text{Н}} = \infty$, $\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \bar{U}_{\text{ВХ}}$. Как было ранее показано, выходное сопротивление численно равно такому значению сопротивления нагрузки, при котором выходное напряжение уменьшается в 2 раза при том же значении входного напряжения. Согласно (2.32) это будет иметь место, если $R_{\text{Н}}$ удовлетворяет равенству

$$I_{\text{Э4}}^* R_{\text{Н}} [b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{КЗ}}^*)] = 1$$

Следовательно, имеем

$$R_{\text{Н}} = \frac{1}{I_{\text{Э4}}^* [b + \chi(E_{\text{П}} - U_{\text{КЗ}}^*)]} \quad (2.33)$$

В рассматриваемом нами конкретном случае имеем $R_{\text{Н}} = 6.7 \cdot 10^{-3} \text{ кОм} = 6.7 \text{ Ом}$.

2.2 Операционный усилитель

Операционный усилитель - это усилитель постоянного тока, основанный на принципе дифференциального усиления, обладающий большим коэффициентом усиления по напряжению ($K_U=10^4-10^6$) и предназначенный для осуществления различного рода линейных операций над сигналами. Номенклатура операционных усилителей в настоящее время весьма разнообразна, но все они имеют тождественную структуру (Рис.2.3).

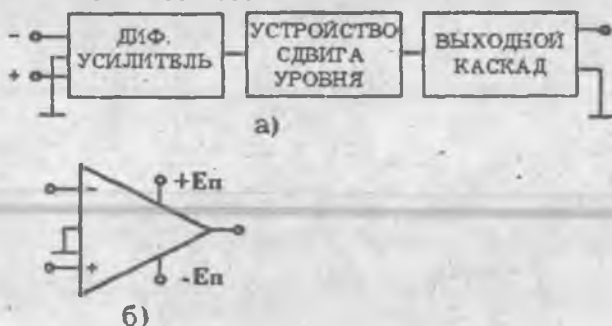


Рис.2.3. Структура операционного усилителя (а) и его условное обозначение (б)

Дифференциальный усилитель (как правило многокаскадный) имеет два входа. В зависимости от того, на какой из этих входов подается сигнал, выходное напряжение оказывается либо синфазным с входным напряжением, либо имеет противоположную ему фазу. Соответственно, один из входов называют неинвертирующим (+), другой - инвертирующим (-).

Использование инвертирующего входа позволяет осуществлять отрицательную обратную связь выхода со входом, использование же неинвертирующего входа - положительную обратную связь. Меняя характер и структуру обратной связи можно придать операционному усилителю свойства самых различных функциональных устройств: высокостабильных усилителей напряжения и тока, генераторов различных форм колебаний, интеграторов, дифференциаторов, сумматоров, сравнивающих устройств, триггеров и т.д. В настоящее время имеется несколько сотен типовых схем использования операционного усилителя. Эта функциональная универсальность операционного усилителя

делает его основным базовым устройством аналоговой интегральной схемотехники.

Ниже, в качестве примера для аналитического расчета, приводится микросхема К140УД1 (рис.2.4).

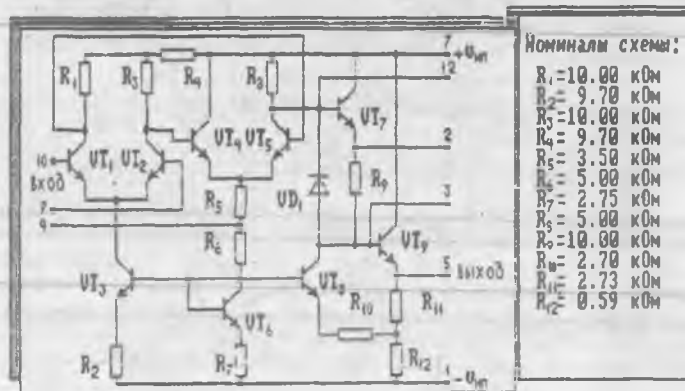


Рис.2.4. Принципиальная схема операционного усилителя К140УД1.

Основу усилителя составляет дифференциальный усилитель на транзисторах VT1, VT2. Эмиттерносвязанные транзисторы VT4 и VT5 образуют второй усилительный каскад. Транзисторы VT3 и VT6 образуют ГСТ1, питающий дифференциальный усилитель. Вторая транзисторная пара VT6 и VT8 образует второй ГСТ, питающий устройство сдвига уровня (транзистор VT7). Выходным устройством является эмиттерный повторитель на транзисторе VT9.

2.2.1. Определение тока ГСТ 1

Для входного дифференциального усилителя является принципиально важным, чтобы динамическое сопротивление ГСТ, питающего этот усилитель, было бы по возможности большим. Этим определяется как значение входного сопротивления усилителя, так и значение такого важного параметра, как коэффициент подавления синфазных помех, т.е. степень независимости параметров усиления от напряжения питания, температуры, старения транзисторов и т.п.

В параграфе 1.1.1. подчеркивалось, что бесконечно большое дифференциальное сопротивление ГСТ может быть

получено при определенном значении напряжения на эмиттерном переходе управляемого транзистора ГСТ (VT3), удовлетворяющем условию $U_{БЭ} = \mu \chi$. Как было показано в 1.1.3, это условие может быть легко реализовано, если использовать активный трансформатор (делитель) тока. Нетрудно заметить, что в рассматриваемой микросхеме задающий элемент ГСТ1 как раз и представляет собой такой трансформатор.

Однако, если использовать те значения параметров для транзистора VT3, что использовались в первой главе, то ток ГСТ1 при $U_{БЭ} = \mu \chi$ будет ничтожно малым (порядка 0.03 мА) и транзистор VT5 окажется в режиме насыщения даже в условиях покоя.

Мы уже отмечали, что значения параметров $b_{Э}$, χ , μ слабо зависят от технологии производства и топологии структурных элементов транзистора. Значение же параметра I_{00} определяется площадью эмиттерного перехода и разработчик может легко управлять этим значением.

Основываясь на этом, для параметров $b_{Э}$, χ и μ , транзистора VT3 оставим их прежние значения ($b_{Э} = 31.56 \text{ В}^{-1}$, $\chi = 0.619 \text{ В}^{-2}$, $\mu = 0.329 \text{ В}^{-1}$), а требуемое значение параметра I_{00} этого транзистора определим на основе заданных номиналов резисторов трансформатора тока, полагая что выполняется условие идеальности $U_{БЭ} = \mu \chi = 0.531 \text{ В}$.

Опорное напряжение U^{**} равно

$$U^{**} = E_{\Pi} - I_{Э6} R_6 = U_{БЭ3} + I_{Э3} R_2.$$

Следовательно, получаем

$$I_{Э6} = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ3}}{R_6} - \frac{R_2}{R_6} I_{Э3}. \quad (2.34)$$

Кроме того, получим

$$I_{Э6} = I_{00} \cdot \exp\{b_{Э}[E_{\Pi} - I_{Э6}(R_6 + R_7)]\} \quad (2.35)$$

"

$$I_{Э6} = I_{00}' \cdot \exp(b_{Э} U_{БЭ3}). \quad (2.36)$$

из (2.35) получим $I_{Э6}=1.464$ мА, из (2.34) $I_{Э3}=0.4276$ мА, следовательно $I'_{00}=2.254 \cdot 10^{-8}$ мА. Параметр I'_{00} транзистора VT3 превышает значение параметра I_{00} других транзисторов микросхемы в 13.1 раза. Брать другие транзисторы идентичными транзистору VT3 не следует. Увеличение параметра I_{00} означает увеличение тока транзистора при тех же напряжениях на электродах, а это, при заданных сопротивлениях резисторов в цепях коллекторов, обуславливает существенное снижение динамического диапазона усилителя.

Ток первого ГСТ составит

$$I_{Г1} = \frac{\beta}{\beta + 1} I_{Э3} = 0.4236 \text{ мА}, \quad (2.37)$$

Опорное напряжение

$$U'' = 4.6785 \text{ В}. \quad (2.38)$$

2.2.2. Режимы покоя дифкаскадов

В режиме покоя ($U_{Б1}=U_{Б2}=0$) ток эмиттеров VT1 и VT2 одинаков и равен $0.5 \cdot I_{Г1}$. Следовательно, потенциалы коллекторов транзисторов также одинаковы и равны

$$U_{К1}^* = U_{К2}^* = E_{II} - (R_4 + 0.5 \cdot R_1) \cdot I_{Г1} = 5.773 \text{ В}. \quad (2.39)$$

Напряжения база-эмиттер $U_{БЭ1}^* = U_{БЭ2}^* = -U_{Э1}^*$ определяются из уравнения тока эмиттера

$$U_{Э1}^* = \frac{\ln 0.5 I_{Г1} + \mu U_{К1}^* - \ln I_{00}}{b + \chi U_{К1}^*} = -0.5843 \text{ В}. \quad (2.40)$$

Расчет параметров режима покоя второго дифкаскада сложнее, поскольку здесь отсутствует ГСТ и сумма токов эмиттеров также подлежит определению. Далее мы рассмотрим методику расчета, полагая значения сопротивлений R_5 и R_8 заданными. Затем обсудим вопрос о факторах, определяющих выбор этих значений.

Потенциал эмиттеров дифференциальной пары VT4 и VT5 равен

$$U_{Э4}^* = U_{Э5}^* = (I_{Э4}^* + I_{Э5}^*) R_5.$$

Потенциалы баз транзисторов VT4 и VT5 в покое равны

$$U_{B4}^* = U_{B5}^* = U_{K1}^*$$

Получим также следующие напряжения:

$$U_{KB4}^* = E - U_{B4}^* = E - U_{K1}^*$$

$$U_{BЭ4}^* = U_{BЭ5}^* = U_{K1}^* - (I_{Э4}^* + I_{Э5}^*)R_5,$$

$$U_{KB5}^* = E_{П} - I_{Э5}^*R_8 - U_{K1}^*.$$

В целях сокращения дальнейших записей введем обозначения

$$\left. \begin{aligned} A &= [(b + \chi(E_{П} - U_{K1}^*))U_{K1}^* - \mu(E_{П} - U_{K1}^*) + \ln I_{00}], \\ B &= [(b + \chi(E_{П} - U_{K1}^*))R_5], \\ C &= (\chi \cdot U_{K1}^* - \mu)R_8, \\ D &= \chi \cdot R_5 \cdot R_8. \end{aligned} \right\} (2.41)$$

Токи эмиттеров VT4 и VT5 в покое представляются тогда выражениями

$$I_{Э4}^* = \exp\{A - B(I_{Э4}^* + I_{Э5}^*)\}, \quad (2.42)$$

$$I_{Э5}^* = \exp\{A - B(I_{Э4}^* + I_{Э5}^*) - [C - D(I_{Э4}^* + I_{Э5}^*)]I_{Э5}^*\}. \quad (2.43)$$

Из уравнения (2.42) следует

$$I_{Э4}^* + I_{Э5}^* = \frac{A}{B} - \frac{\ln I_{Э4}^*}{B}. \quad (2.44)$$

Как видим, сумма токов эмиттеров лишь незначительно превышает величину A/B , поскольку $\ln I_{Э4}^*/B$ по модулю существенно меньше единицы.

Это означает, что при возможном изменении тока $I_{Э4}^*$, обусловленном изменением входных напряжений на транзисторах VT4 и VT5, сумма токов этих транзисторов будет изменяться незначительно. Другими словами, внося сильную отрицательную обратную связь, резистор R_5 играет как бы роль ГСТ, питающего эту пару транзисторов.

Значение суммы токов эмиттеров VT4 и VT5,

$$G = I_{Э4}^* + I_{Э5}^* \text{ определяется уравнением (2.45)}$$

$$G = \exp(A - BG) + \exp\{A - BG - (C - DG)(G - \exp(A - BG))\}. \quad (2.45)$$

Приближенное решение этого уравнения может быть получено из уравнения (2.44), если учесть то обстоятельство, что ток $I_{Э4}^*$

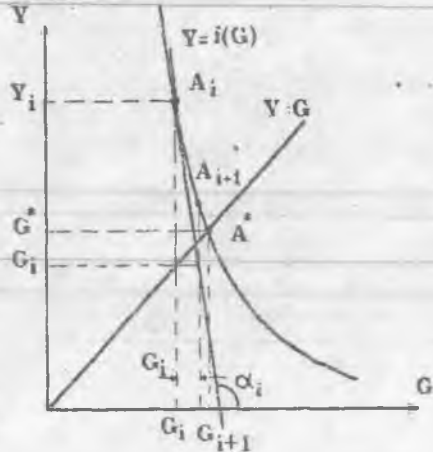
в режиме покоя примерно равен половине \bar{G} , т.е. $I_{Э4} = \frac{1}{2} \frac{A}{B}$.

В таком случае имеем

$$G_0 = \frac{A}{B} - \frac{1}{B} \ln \frac{A}{2B}. \quad (2.46)$$

Итерационная формула для определения более точного значения корня (2.45) может быть получена на следующей основе.

Корень уравнения (2.45) - это значение абсциссы точки пересечения прямой $y=G$ и кривой $y=f(G)$, где $f(G)$ - правая часть уравнения (2.45). На рис.2.5 это точка A^* с абсциссой G^* .



Решению $G=G_i$ Рис.2.5. Пояснение к уравнению (2.45).

в каком-то i -ом приближении соответствует точка A_i . Проведем через эту точку касательную к кривой $y=f(G)$.

Так как крутизна $y=f(G)$ функции очень велика, то величина $G_{i+1} = G_i + \Delta G_i$, где $\Delta G_i = \frac{y_i - G_i}{\operatorname{tg}(180 - \alpha_i)} = -\frac{y_i - G_i}{\operatorname{tg} \alpha_i}$,

будет отличаться от G^* существенно меньше по сравнению с отличием величины G_i от G^* . Проведя в точке A_{i+1} такое же построения, определим G_{i+2} , которое будет отличаться от G^* еще меньше. Последовательность значений G_i, G_{i+1}, G_{i+2} и т.д. очень быстро сходится к значению G^* .

Выполнив дифференцирование правой части (2.45) и подставив значение $\operatorname{tg} \alpha$ в выражение для ΔG_i , получим итерационную формулу в окончательном виде.

$$\Delta G_i = \frac{\exp(A - BG_i) + M_i - G_i}{\{B + M_i[D + (C + DG_i)B]\}} \times \frac{1}{\exp(A - BG_i) + (B - 2DG_i + C)M_i}, \quad (2.47)$$

где $M_i = \exp\{A - BG_i - (C - DG_i)(G_i - \exp(A - BG_i))\}$,
т.е. значение тока $I_{Э5}$ в i -том приближении.

Определив значения G , $U_{Э5}$, $I_{Э5}$, найдем далее главную для нас величину - выходное напряжение второго каскада

$$U_{К5} = E_{П} - R_8 \cdot I_{Э5}.$$

Обсудим теперь вопрос о критериях выбора значения сопротивления R_5 , которым определяется, в основном, значение G .

Главная особенность и достоинство дифкаскада - это способность переключать ток G в одно из плеч. Транзистор соответствующего плеча должен оставаться при этом в открытом режиме. Транзистору VT4 переход в режим насыщения не грозит при любом значении G , так как в цепи коллектора этого транзистора отсутствует резистор. Транзистор же VT5 будет оставаться в активном режиме только в том случае, если удовлетворяет неравенству

$$E_{П} - GR_8 - U_{К1}^* \geq 0, \text{ т.е.}$$

$$G \leq \frac{E_{П} - U_{К1}^*}{R_8} = 1.245 \text{ мА},$$

при $R_8 = 5 \text{ кОм}$.

Приняв $G = 1.245 \text{ мА}$, из формулы (2.46) получим $B = 146.740 \text{ мА}^{-1}$. Но тогда, на основании (2.41), $R_5 = 4.14 \text{ кОм}$. При этом на схеме указано значение $R_5 = 3.6 \text{ кОм}$. Близкое совпадение расчетного и указанного на схеме значений R_5 свидетельствует о неплохом соответствии принятых нами значений параметров транзисторов значениям

параметров транзисторов реальной микросхемы. В этом же мы убеждались и на примере микросхемы К123УН.

Наша задача, однако, заключается в проведении расчетов на основе принятых значений параметров транзисторов и в полном соответствии с требованиями оптимальности режима работы схемы. Поэтому в дальнейшем будем считать $R_8=5$ кОм и $R_5=4.2$ кОм.

В таком случае параметры (2.41) в режиме покоя будут иметь следующие значения

$$\begin{aligned} A &= 182.2183, \\ B &= 148.74095 \text{ мА}^{-1}, \\ C &= 16.222435 \text{ мА}^{-1}, \\ D &= 12.999 \text{ мА}^{-2}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Решив уравнение (2.45), получим

$$\begin{aligned} G^* &= 1.2278707 \text{ мА}, \\ I_{Э5}^* &= 0.568417 \text{ мА}. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Крутизна характеристики $Y=f(G)$ в диапазоне ΔG_1 очень велика, поэтому в этом диапазоне значение G должно вычисляться с точностью, по крайней мере, до пятого знака после запятой, чтобы уравнение (2.45) удовлетворялось с точностью порядка 0.1 %.

На основании (2.49) потенциалы коллектора VT5 и базы VT7 в режиме покоя равны

$$U_{К5}^* = U_{Б7}^* = 9.157915 \text{ В}. \quad (2.50)$$

2.2.3. Передаточная характеристика первого каскада

Общая схема расчетов остается такой же, как в параграфе 1.5. Отличием будет являться лишь то, что ток, протекающий в резисторах R_1 и R_3 , будем считать равным току эмиттера соответствующего транзистора, т.е. пренебрежем величиной разности токов баз транзисторов VT1 и VT5 (VT2 и VT4). Базу транзисторов VT2 (точка 9) будем считать замкнутой на общую шину.

В таком случае, на основе общего уравнения для тока $I_{Э2}=I_{Г1}-I_{Э1}$ получим

$$U_{\mathcal{E}} = - \frac{\ln(I_{\Gamma 1} - I_{\mathcal{E} 1}) - \mu R_3 I_{\mathcal{E} 1} - A_1}{B_1 + \chi I_{\mathcal{E} 1} R_3}, \quad (2.51)$$

где

$$A_1 = \mu[E_{\Pi} - (R_3 + R_4)I_{\Gamma 1}] - \ln I_{00}, \quad (2.52)$$

$$B_1 = \chi[E_{\Pi} - (R_3 + R_4)I_{\Gamma 1}].$$

Так как $I_{\Gamma 1} = 0.4236$ мА, то соответственно получим

$$A_1 = 21.3835; B_1 = 33.8225. \quad (2.53)$$

Точно так же, на основе уравнения для тока $I_{\mathcal{E} 1}$, можно прийти к уравнению, определяющему значение потенциала базы VT1 (входное напряжение) U_{B1} при заданном значении тока $I_{\mathcal{E} 1}$.

$$\chi U_{B1}^2 - B_2 U_{B1} + C_2 = 0, \quad (2.54)$$

где

$$B_2 = a - \chi(I_{\mathcal{E} 1} R_1 - U_{\mathcal{E}}),$$

$$C_2 = d + (a - \mu - \chi R_1 I_{\mathcal{E} 1}) U_{\mathcal{E}} - \mu R_1 I_{\mathcal{E} 1} - \ln I_{\mathcal{E} 1},$$

$$a = b + \chi(E_{\Pi} - I_{\Gamma 1} R_4) + \mu = 36.7736,$$

$$d = \mu(E_{\Pi} - I_{\Gamma 1} R_4) - \ln I_{00} = 22.7772.$$

Потенциалы коллекторов при заданном значении $I_{\mathcal{E} 1}$ определяются из соотношений

$$U_{K1} = E_{\Pi} - I_{\Gamma 1} R_4 - I_{\mathcal{E} 1} R_1, \quad (2.55)$$

$$U_{K2} = E_{\Pi} - I_{\Gamma 1} (R_4 + R_3) - I_{\mathcal{E} 1} R_3.$$

Результаты расчетов по этим формулам приведены в таблице 2.1. В интервале значений входного напряжения 0 ± 15 мВ передаточная характеристика практически линейна и коэффициент усиления по напряжению K_{U1} равен 34.7

Таблица 2.1

Передаточная характеристика первого каскада

$I_{\Sigma} / I_{\Gamma 1}$	$I_{\Sigma 1}, \text{мА}$	$U_{\Sigma}, \text{В}$	$U_{\Sigma 1}, \text{В}$	$U_{K1}, \text{В}$	$U_{K2}, \text{В}$
0.10	0.04236	-0.60516	-6.489·10 ⁻²	7.467	4.079
0.20	0.08472	-0.59918	-4.157·10 ⁻²	7.044	4.502
0.40	0.16944	-0.53992	-1.233·10 ⁻²	6.197	5.349
0.45	0.19062	-0.58721	-6.107·10 ⁻³	5.935	5.561
0.50	0.21180	-0.58429	0.000	5.773	5.773
0.55	0.23298	-0.58111	6.109·10 ⁻³	5.561	5.985
0.60	0.25416	-0.57760	1.233·10 ⁻³	5.349	6.197
0.70	0.33888	-0.55762	4.162·10 ⁻²	4.502	7.044
0.90	0.38124	-0.53828	6.497·10 ⁻²	4.079	7.467

2.2.4. Передаточная характеристика второго каскада

Токи эмиттеров транзисторов VT4 и VT5 в рабочем режиме определяются системой уравнений, аналогичной системе (2.42) - (2.45)

$$I_{\Sigma 1} = \exp\{A_4 - B_4(I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 5})\}, \quad (2.42')$$

$$I_{\Sigma 5} = \exp\{A_5 - B_5(I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 5}) - [C_5 - D(I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 5})]I_{\Sigma 5}\}, \quad (2.43')$$

$$G = I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 5} = \exp(A_4 - B_4 G) + \exp\{A_5 - B_5 G - (C_5 - DG)[G - \exp(A_4 - B_4 G)]\}, \quad (2.45')$$

в которой

$$\left. \begin{aligned} A_4 &= [(b + \chi(E_{\Pi} - U_{K2}))U_{K2} - \mu(E_{\Pi} - U_{K2}) + \ln I_{00}], \\ B_4 &= [(b + \chi(E_{\Pi} - U_{K2}^*))R_5], \\ A_5 &= [(b + \chi(E_{\Pi} - U_{K1}))U_{K1} - \mu(E_{\Pi} - U_{K1}) + \ln I_{00}], \\ B_5 &= [(b + \chi(E_{\Pi} - U_{K1}^*))R_5], \\ C_5 &= (\chi(U_{K1}^* - \mu)R_5), \\ D &= \chi \cdot R_5 \cdot R_9. \end{aligned} \right\} \quad (2.41')$$

Итерационная формула (2.47) принимает вид

$$\Delta G_i = \frac{\exp(A_4 - B_4 G_i) + M_i - G_i}{\{B_4 + M_i [D + (C_5 + DG_i) B_4]\}} \times \frac{1}{\exp(A_4 - B_4 G_i) + (B_5 - 2DG_i + C_5) M_i} \quad (2.47')$$

в которой

$$M_i = \exp\{A_5 - B_5 G_i - (C_5 - DG_i)[G_i - \exp(A_4 - B_4 G_i)]\}.$$

Порядок расчета передаточной характеристики следующий. В интервале от U_{K1min} до U_{K1max} задается ряд равноотстоящих значений U_{K1} и соответствующих им значений U_{K2} ($U_{K2} = 2U_{K1} - U_{K1}$). Для каждой такой пары определяются значения параметров (2.41') и решается уравнение (2.45'). По найденным значениям $I_{Э5}$ вычисляются значения выходного напряжения U_{K5} .

Границы интервала U_{K1min} и U_{K1max} определяются на основе данных о таком значении дифференциального входного напряжения, при котором практически происходит переключение тока в плечах дифкаскада. При этом ток в одном из плеч дифкаскада становится равным $0.9G$ или $0.1G$ при значениях дифференциального входного напряжения ± 65 мВ, соответственно. Поскольку дифференциальное входное напряжение второго каскада имеет вид разности

$$U_{ВХ2} = U_{K1} - U_{K2} = 2(U_{IN} - U_{K1}),$$

то граничные значения $U_{K1гр}$, соответствующие переключению тока в этом дифкаскаде, определяется равенством

$$2(U_{K1гр} - U_{K1}^*) = \pm 65 \text{ мВ}.$$

Отсюда получается, что $U_{K1min} = (U_{K1}^* - 32.5) \text{ мВ}$.

$$U_{K1max} = (U_{K1}^* + 32.5) \text{ мВ}.$$

В качестве примера произведем расчет для значения U_{K1} вблизи одной из границ, а именно $U_{K1} = (U_{K1}^* + 32.5) \text{ мВ} = 5.805 \text{ В}$. При этом $U_{K2} = 5.741 \text{ В}$, параметры (2.41') имеют следующие значения

$$\begin{aligned}
 A_4 &= 181.18823, \\
 B_4 &= 148.82415, \\
 A_5 &= 183.24711, \\
 B_5 &= 148.65776, \\
 C_5 &= 16.321475, \\
 D &= 12.999.
 \end{aligned}$$

Значение суммы токов G в нулевом приближении возьмем равным $G_0 = 1.231$ мА, что следует из уравнения (2.42'), если $I_{\Sigma 4}$ принять равным $0.1G$. Тогда, на основании (2.47') во втором приближении получим $G_2 = 1.229802$ мА и уравнение (2.56') удовлетворятся с точностью $4 \cdot 10^{-6}$ мА. Токи в плечах

равны

$$\begin{aligned}
 I_{\Sigma 4} &= 0.1593583 \text{ мА}, \\
 I_{\Sigma 5} &= 1.0704402 \text{ мА},
 \end{aligned}$$

Выходное напряжение составляет $U_{K5} = 6.647799$ В. В таблице 2.2. даны рассчитанные таким же путем значения потенциала коллектора VT5 (третий столбец) в их зависимости от выбранных значений U_{K1} (второй столбец).

Таблица 2.2

Передаточная характеристика двухкаскадного дифференциального усилителя

U_{B1} , мВ	U_{K1} , В	U_{K5} , В	ΔU_{K5} , В
0.9219	5.741	11.5576	2.3997
0.5762	5.753	10.8369	1.6786
0.4322	5.768	10.4890	1.3312
0.2861	5.763	10.0851	0.9271
0.1440	5.768	9.6356	0.4776
0.0000	5.773	9.1579	0.0000
-0.14400	5.778	8.6728	0.4851
-0.2881	5.783	8.2011	0.9568
-0.4322	5.788	7.7615	1.3964
-0.5762	5.793	7.3680	1.7900
-0.9219	5.805	6.6478	2.5101

Обратившись к таблице 2.1, заметим что все значения U_{K1} таблицы 2.2 лежат в пределах от 5.741 В до 5.05 В, при этом передаточная характеристика первого каскада линейна и

коэффициент передачи напряжения равен 34.71. Поэтому легко перейти от значений U_{K1} к значениям входного напряжения U_{B1} (первый столбец таблицы 2.2) и получить передаточную характеристику двухкаскадного дифференциального усилителя. График передаточной характеристики дан на рис.2.6. По оси абсцисс здесь отложены значения входного напряжения U_{B1} , а по оси ординат - значения разности $\Delta U_{K5} = (U_{K5} - U_{K5}^*)$. При этом, для лучшего сравнения, значения ΔU_{K5} , соответствующие положительным входным напряжениям (кривая 1), и значения ΔU_{K5} при отрицательных входных напряжениях (кривая 2) отложены в одном и том же квадранте координатной системы.

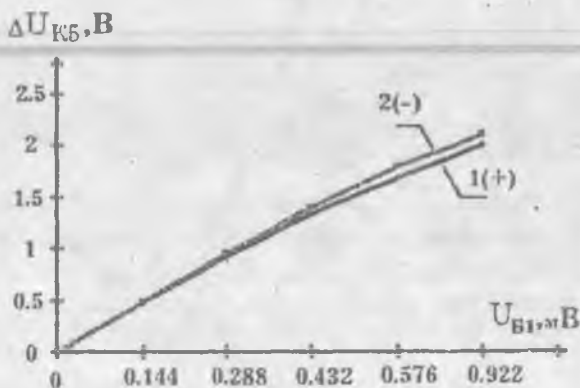


Рис. 2.6. Передаточная характеристика двухкаскадного дифференциального усилителя.

Передаточная характеристика рассматриваемого двухкаскадного усилителя не только нелинейна, что свойственно вообще дифференциальным усилителям, но и несимметрична относительно режима покоя, что специфично для заданной конкретной схемы. Обусловлена эта несимметричность ничем не оправданной асимметрией второй дифференциальной пары (отсутствием резистора в цепи коллектора транзистора VT4).

Коэффициент усиления по напряжению двух каскадов в режиме малого сигнала равен 3340.

2.2.5. Режим покоя и передаточная характеристика выходного каскада

Схема выходного каскада приведена на рис.2.7. На первый взгляд это устройство сдвига уровня (транзисторы VT8 и VT7) и эмиттерный повторитель (транзистор VT9). Однако, наличие общего резистора R_{12} в цепях эмиттеров VT8 и VT9 приводит к существенному изменению режима работы транзистора VT8, питающего устройства сдвига уровня. Имеет место положительная обратная связь по напряжению между выходом и входом эмиттерного повторителя, существенно корректирующая передаточную характеристику дифференциального усилителя.

Действительно, если бы цепи эмиттеров VT8 и VT9 были развязаны, то VT8 выполнял бы при этом роль ГСТ и не более. Если еще этот ГСТ был бы идеальным, то коэффициент передачи переменной составляющей напряжения устройством сдвига уровня был бы равен единице и на входе VT9 (эмиттерного повторителя) мы имели бы то же напряжение, что и на

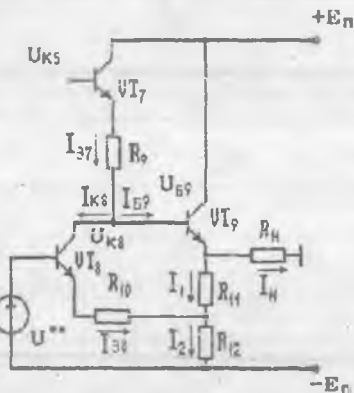


Рис.2.7. Схема выходного каскада дифференциального усилителя. Передаточная характеристика всей микросхемы была бы тождественна характеристике, данной на рис.2.6. Но реальный ГСТ не идеален, его дифференциальное сопротивление не бесконечно велико и ток ГСТ зависит от значения $U_{к8}$, возрастая с возрастанием последнего. Посмотрим, к чему это приводит. Допустим, что напряжение $U_{к5}$ на входе устройства сдвига уровня возросло на некоторую величину. Это вызовет возрастание значения $U_{к8}$ а, значит, и тока $I_{к8}$. Но ток $I_{к8} = I_{37}$, так что произойдет увеличение падения напряжения на резисторе R_9 и в результате изменение напряжения $U_{к8}$ будет меньше изменения напряжения $U_{к5}$. Коэффициент передачи устройства сдвига уровня по переменной составляющей напряжения будет меньше единицы, причем тем меньше,

чем больше амплитуда этой составляющей. Передающая характеристика устройства сдвига уровня оказывается нелинейной и усугубляет нелинейность передаточной характеристики дифкаскадов. Необходимо найти способ стабилизации тока $I_{Э8}$ или, еще лучше, способ уменьшения тока $I_{Э8}$ с ростом $U_{К8}$. Тогда коэффициент передачи переменной составляющей напряжения устройством сдвига уровня станет больше единицы и будет возрастать с ростом амплитуды переменной составляющей. Нелинейность передаточной характеристики дифкаскада будет определенным образом скорректирована.

Искомым способом влияния на ток $I_{Э8}$ является введение отрицательной обратной связи по току между транзисторами VT9 и VT8 с помощью резистора R_{12} . Увеличение потенциала $U_{К8}$ приведет к возрастанию тока $I_{Э9}$ и соответствующему возрастанию падения напряжения на R_{12} . Но возрастание напряжения на R_{12} обусловит равное возрастание потенциала эмиттера VT8 и соответствующее уменьшение напряжения $U_{БЭ8}$, так как потенциал базы VT8 $-U_{Б8}$ задается опорным напряжением U^{**} и постоянен. Уменьшение $U_{БЭ8}$ обусловит уменьшение тока $I_{Э8}$. В конечном итоге можно получить необходимое уменьшение тока $I_{Э8}$ с ростом $U_{К8}$.

Таков замысел схемы. Перейдем к ее количественному расчету.

В соответствии с законом Кирхгофа напряжения на электродах транзисторов VT8 и VT9 равны

$$U_{КБ8} = U_{К8} + E_{П1} - U^{**},$$

$$U_{БЭ8} = U^{**} - (R_{11} + R_{12})I_{Э8} - R_{12} \left(\frac{E_{П1}}{\rho R_{П1}} + \frac{I_{Э8}}{\rho} - \frac{R_{12}}{\rho R_{П1}} I_{Э8} \right)$$

$$U_{КБ9} = E_{П1} - U_{К8},$$

$$U_{БЭ9} = U_{К8} + \frac{E_{П1}}{\rho} - \frac{R_{12}}{\rho} I_{Э8} - \frac{(R_{11} + R_{12})}{\rho} I_{Э9},$$

$$U_{Э9} = \frac{R_{12}}{\rho} I_{Э8} + \frac{(R_{11} + R_{12})}{\rho} I_{Э9} - \frac{E_{П1}}{\rho}.$$

(2.56)

В этих выражениях

$$\rho = 1 + \frac{R_{11} + R_{12}}{R_H} \quad (2.57)$$

В соответствии с уравнением (1.2) и системой (2.56) токи эмиттеров представляются следующим образом

$$\left. \begin{aligned} I_{Э8} &= \exp[A_1 - A_2 I_{Э8} - A_3 I_{Э9}], \\ I_{Э9} &= \exp[B_1 - B_2 I_{Э8} - B_3 I_{Э9}], \end{aligned} \right\} \quad (2.58)$$

где, в общем случае,

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= [b + \chi(U_{К8} + E_{П} - U^{**})] \left(U^{**} - \frac{R_{12}}{\rho R_H} E_{П} \right) - \\ &\quad - \mu(U_{К8} + E_{П} - U^{**}) + \ln I_{00}, \\ A_2 &= [b + \chi(U_{К8} + E_{П} - U^{**})] \left[R_{12} + R_{10} - \frac{R_{12} R_{12}}{\rho R_H} \right] \\ A_3 &= [b + \chi(U_{К8} + E_{П} - U^{**})] \frac{R_{12}}{\rho}, \\ B_1 &= [b + \chi(E_{П} - U_{К8})] \left(U_{К8} + \frac{E_{П}}{\rho} \right) - \\ &\quad - \mu(E_{П} - U_{К8}) + \ln I_{00}, \\ B_2 &= [b + \chi(E_{П} - U_{К8})] \frac{R_{12}}{\rho}, \\ B_3 &= [b + \chi(E_{П} - U_{К8})] \frac{R_{11} + R_{12}}{\rho}, \end{aligned} \right\} \quad (2.59)$$

Определим значения параметра режима покоя. В режиме покоя потенциал $U_{Э9}$ должен равняться нулю. Следовательно (см.2.56), в режиме покоя токи эмиттеров связаны соотношением

$$R_{12} I_{Э8}^* + (R_{11} + R_{12}) I_{Э9}^* = E_{П}, \quad (2.60)$$

Тогда, на основании (2.58) и (2.60), получим

$$I_{Э8}^* = \exp\{[b + \chi(U_{К8}^* + E_{П} - U^{**})]\} \times \\ \times \{U^{**} - (R_{10} + R_{12})I_{Э8}^* - R_{12}I_{Э9}^*\} - \mu(U_{К8}^* + E_{П} - U^{**}) + \ln I_{00}, \quad (2.61)$$

$$I_{Э9}^* = \exp\{[b + \chi(E_{П} - U_{К8}^*)]U_{К8}^* - \\ - \mu(E_{П} - U_{К8}^*) + \ln I_{00}\}. \quad (2.62)$$

Последние три уравнения позволяют определить значения трех неизвестных - $I_{Э8}^*$, $I_{Э9}^*$ и $U_{К8}^*$, при этом метод решения может быть следующим.

Уравнение (2.62) перепишем в виде

$$U_{К8}^{*2} - \frac{b + \chi E_{П} + \mu}{\chi} U_{К8}^* + \frac{\mu E_{П} - \ln I_{00} + \ln I_{Э9}^*}{\chi} = 0. \quad (2.62')$$

Уравнение (2.61) тождественно уравнению

$$\ln I_{Э8}^* + [b + \chi(E_{П} - U^{**} + U_{К8}^*)](R_{10} + R_{12})I_{Э8}^* = \\ = [b + \chi(E_{П} - U^{**} + U_{К8}^*)](U^{**} - R_{12}I_{Э9}^*) - \\ - \mu(E_{П} - U^{**} + U_{К8}^*) + \ln I_{00}. \quad (2.61')$$

Из уравнения (2.60) следует, что $I_{Э9}^* < \frac{E_{П}}{R_{11} + R_{12}} = 3.614$ мА

при указанных на схеме номиналах резисторов. Возьмем в качестве нулевого приближения значение $I_{Э9}^{(0)} = 3.514$ мА. Тогда, на основании (2.60), нулевым приближением величины $I_{Э8}$ будет значение $I_{Э8}^{(0)} = 0.5653$ мА. Подставив нулевое приближение $I_{Э9}$ в (2.62'), найдем $U_{К8}^{(0)} = 0.65237$ В.

Метод определения корня уравнений вида (2.61') в $(i+1)$ -м приближении по известному значению корня в i -м приближении заключается в следующем.

Уравнение имеет вид

$$\ln I_{Э8} + M_1 I_{Э8} = M_2.$$

Приближение $(i+1)$ -го порядка берется в виде $I^{(i+1)} = I^{(i)}(1 + X_i)$, где X_i - искомая относительная погрешность i -го приближения. Подставляя $I^{(i+1)}$ в уравнение, получим

$$\ln I_{Э8}^{(i)} + \ln(1 + X_i) + M_1 I_{Э8}^{(i)} + M_1 I^{(i)} X_i = M_2.$$

Так как $X_i \ll 1$, то $\ln(1 + X_i) = X_i$ и его значение определяется уравнением

$$X_i = \frac{M_2 - M_1 I^{(i)} - \ln I^{(i)}}{1 + M_1 I^{(i)}} \quad (2.63)$$

В конкретном случае имеем $M_1^{(0)} = 120.07127$,
 $M_2^{(0)} = 72.27598$. Следовательно $X_0 = 7.216 \cdot 10^{-2}$,
и $I_{Э8}^{(1)} = I_{Э8}^{(0)}(1 + X_0) = 0.60609$ мА.

Определив значение $I_{Э8}^{(1)}$ в первом приближении, далее находим значение $I_{Э9}^{(1)}$ в том же приближении с помощью уравнения (2.60), а также значение $U_{КВ}^{(1)}$ с помощью уравнения (2.62). В конкретном случае вычисляем $I_{Э9}^{(1)} = 3.506749$ мА, $U_{КВ}^{(1)} = 0.652317$ В.

Тем же путем находят значения указанных величин во втором приближении. Итерация заканчивается, когда в очередном цикле относительная погрешность X_i принимает значение порядка 10^{-4} или меньше. Обычно это достигается уже во втором приближении.

В рассматриваемом случае окончательные результаты следующие

$$I_{Э9}^* = 3.50651 \text{ мА},$$

$$I_{Э8}^* = 0.60744 \text{ мА},$$

$$U_{КВ}^* = 0.652315 \text{ В}.$$

Требуемое значение $U_{КВ}$ обеспечивается с помощью резистора R_9 . Определим его сопротивление.

На основании уравнения тока эмиттера VT7, для значения напряжения база - эмиттер, получим

$$U_{ВЭ7}^* = \frac{M(E_{П} - U_{Б7}^*) - \ln I_{00} + \ln I_{Э7}^*}{b + \chi(E_{П} - U_{Б7}^*)} \quad (2.64)$$

Так, при заданных

$$I_{Э7}^* = \frac{1}{\beta + 1} (\beta I_{Э8}^* + I_{Э9}^*), \beta = 106, U_{Б7}^* = 9.157915 \text{ В.}$$

получаем $U_{БЭ7}^* = 0.6201 \text{ В.}$

Значение сопротивления R_9 определим из очевидного равенства

$$U_{К8}^* + I_{Э7}^* R_9 + U_{БЭ7}^* = U_{Б7}^*,$$

$$R_9 = 12.43 \text{ кОм.}$$

Перейдем к расчету передаточной характеристики выходного каскада. Ограничимся случаем холостого хода усилителя ($R_H = \infty, \rho = 1$), хотя учет заданной нагрузки не представляет каких-либо дополнительных трудностей.

Оценим, прежде всего, ширину диапазона допустимых изменений значений $U_{К8}$. Потенциал базы VT8 постоянен и равен $U_{Б8} = -E_{П} + U^{**} = -7.3215 \text{ В}$. Следовательно, чтобы транзистор VT8 оставался в активном режиме, потенциал его коллектора $U_{К8}$ не должен падать ниже -7 В . Диапазон изменения $U_{К8}$ таким образом, составляет $U_{К8} = (U_{К8} \pm 7)$ В. Выберем в этом диапазоне ряд значений $U_{К8}$, равноотстоящих как друг от друга, так и от значения $U_{К8}^*$. Для каждого из выбранных значений $U_{К8}$ определим соответствующие им значения $I_{Э8}$ и $I_{Э9}$. Это позволит далее определить однозначно соответствующие друг другу значения $U_{Э9}$ и $U_{Б7} = U_{К5}$, т.е. построить передаточную характеристику выходного каскада.

Рассмотрим в качестве примера первую расчетную точку, отстоящую от значения $U_{К8}^*$ на 1 В, т.е. возьмем $U_{К8} = 1.6523 \text{ В}$. Вычислим значения параметров (2.59) для этой точки

$$A_1 = 150.50813,$$

$$A_2 = 122.10763,$$

$$A_3 = 21.89772,$$

$$B_1 = 494.72726,$$

$$B_2 = 22.39948.$$

$$B_3 = 126.04455.$$

Токи эмиттеров описываются уравнениями (2.58).

Для уменьшения числа итерации при решении этой системы трансцендентных уравнений желательно найти способ наилучшего определения нулевого приближения. Этот способ напрашивается из следующих соображений. Было доказано, что при возрастании потенциала U_{K8} ток $I_{Э8}$ будет уменьшаться, при уменьшении U_{K8} ток $I_{Э8}$ будет, соответственно, возрастать. Определим скорость изменения тока $I_{Э8}$ при изменении U_{K8} в окрестности режима покоя. Продифференцировав уравнения (2.58) придем к следующему соотношению

$$dI_{Э8} = \frac{(M - N)dU_{K8}}{I_{Э8} \cdot I_{Э9} - (1 + B_3 I_{Э9})(1 + A_2 I_{Э8})},$$

в котором

$$M = A_3 I_{Э8} I_{Э9} [b - 2\chi U_{K8} + \mu + \chi R_{12} I_{Э8} + \chi (R_{11} + R_{12}) I_{Э9}],$$

$$N = (1 + B_3 I_{Э9}) I_{Э8} [\chi U^{**} - \mu - I_{Э8} \chi (R_{10} + R_{12})].$$

Подставив значения параметров режима покоя, получим

$$dI_{Э8} = -0.0543 dU_{K8}.$$

Как видим, увеличение потенциала коллектора U_{K8} на 1В вызывает уменьшение тока эмиттера примерно на 0.0543 мА. За нулевое приближение значения $I_{Э8}$ при напряжении $U_{K8} = 1.6523$ В разумно взять величину $y = I_{Э8} - 0.0543 = 0.553$ мА.

Определим алгоритм решения системы (2.58). Как и раньше, истинное значение $I_{Э8}$ представим в виде

$$I_{Э8} = y(1 + X),$$

где y - приближенное значение, а X - искомая относительная погрешность взятого приближения. Перепишем первое уравнение системы (2.58) в виде

$$I_{Э8} = \frac{A_1 - A_2 I_{Э8} - \ln I_{Э8}}{A_3} = \frac{A_1 - A_2 y - \ln y}{A_3} - \frac{A_2 \cdot y + 1}{A_3} X =$$

$$= p - qX = p \left(1 - \frac{q}{p} X\right).$$

Тогда второе уравнение этой системы представится в виде

$$I_{Э9} = \exp[B_1 - B_2 I_{Э8} - B_3(p - qX)] = \\ = \exp[B_1 - B_2 \cdot y - B_3 p - (B_2 y - B_3 q)X].$$

Прологарифмировав каждое из этих уравнений и приравняв правые части, получим

$$X = \frac{B_1 - B_2 y - B_3 p - \ln p}{B_2 y - B_3 p - \frac{q}{p}} \quad (2.65)$$

Для нулевого приближения $y_0 = 0.553$ мА, $X_0 = 1.608 \cdot 10^{-4}$ и значение $I_{Э8}$ в первом приближении равно $I_{Э8} = 5.5308897 \cdot 10^{-1}$ мА. Нетрудно убедиться в том, что относительная погрешность первого приближения $X_1 = 7.83 \cdot 10^{-8}$.

Значение тока эмиттера $I_{Э9}$ при этом равно 3.816082 мА.

Потенциал эмиттера $U_{Э9}$ (напряжение на выходе микросхемы) будет равен

$$U_{Э9} = -E_{П} + (R_{11} + R_{12})I_{Э9} + R_{12}I_{Э8} = 0.9957 \text{ В.}$$

Потенциал эмиттера составит

$$U_{Э7} = U_{Э8} + \frac{1}{\beta + 1} (\beta I_{Э8} + I_{Э9}) R_9 = 8.9063 \text{ В.}$$

Потенциал базы $U_{Б7} = U_{К5}$ (входное напряжение выходного каскада) определяется уравнением

$$U_{Э7}^2 - \frac{b + \chi(E_{П} + U_{Э7}) + \mu}{\chi} U_{Б7} + \\ + \frac{(b + \chi E_{П}) U_{Э7} + \mu E_{П} - \ln I_{00} + \ln I_{Э7}}{\chi} = 0.$$

Решая это уравнение, получим $U_{Б7} = U_{К5} = 9.52448$ В. Таким образом, получены значения напряжений на выходе микросхемы $U_{Э9}$ и на выходе дифкаскадов при заданном значении напряжения $U_{К8}$.

Выполнив вычисления по описанному алгоритму для всех других значений U_{K8} в интервале $U_{K8} = (U_{K8}^* \pm 7) В$, придем к данным, представленным в первом и во втором столбцах таблицы 2.3. Заметим, что в качестве нулевого приближения "у", при заданном U_{K8} , берется значение $I_{ЭР}$ при предыдущем значении U_{K8} , измененное на 0.0543 мА.

Сопоставляя значения указанных столбцов, нетрудно заметить, что выходной каскад играет роль не только усилителя тока (низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя), но и усилителя напряжения. Коэффициент усиления по напряжению равен 2.724 и практически постояен во всем рабочем диапазоне.

Перейдем к определению передаточной характеристики всей микросхемы. Поскольку передаточная характеристика выходного каскада линейна, то данные в таблице (2.2) значения U_{K5} (в их связи со значениями входного напряжения U_{B1}) нетрудно перевести в соответствующие им значения $U_{Э9}$ и получить передаточную характеристику микросхемы. Результаты этой операции приведены в таблице 2.4. График передаточной характеристики передаточной микросхемы рис 2.3

Как видно, в интервале изменения выходного напряжения от -2.5 В до +2.5 В передаточную характеристику микросхемы можно считать симметричной и линейной с погрешностью порядка 3 %. Коэффициент усиления по напряжению в этом диапазоне равен 9006.

Таблица 2.3.
Передаточная характеристика выходного каскада.

$U_{K5}, В$	$U_{Э9}, В$
11.3573	5.9749
10.6209	3.9834
9.8894	1.9917
9.5245	0.9957
9.1579	0.0000
8.7950	-0.9958
8.4302	-1.9914
7.7001	-3.9821
6.9689	-5.9716

Таблица 2.4.
Передаточная характеристика микросхемы К140УД1.

$U_{B1}, мВ$	$U_{Э9}, В$
0.9219	8.5012
0.5762	4.5725
0.4322	3.0201
0.2881	2.5255
0.1444	1.3011
0.0000	0.0000
-0.1440	-1.3214
-0.2881	2.6063
-0.4322	-3.8039
-0.5762	-4.8758
-0.9219	-8.7993

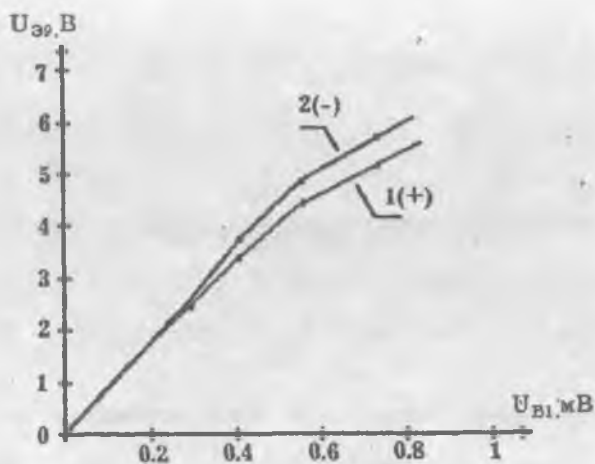


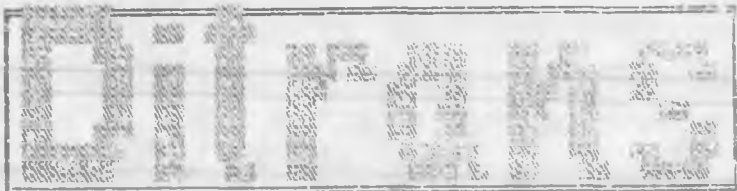
Рис.2.8. Передаточная характеристика микросхемы К140УД1.

Заметим, что знак выходного напряжения совпадает со знаком входного напряжения. Это значит, что вход 1 данной микросхемы является неинвертирующим. Соответственно, вход 2 является инвертирующим.

ПРИЛОЖЕНИЕ . РЕАЛИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ НА КОМПЬЮТЕРЕ

ТАШКЕНТСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
С В Я Э И
Кафедра электрических и квантовых приборов

Разработчики : И.С. Андреев , Х.К. Арипов , Ж.Т. Махсудов , Ш.Б. Рахматов



ЧАСТЬ 1

ТАШКЕНТ 1991

Ditrans - 31

Комплекс программ Ditrans предназначен для определения параметров нелинейной модели полупроводниковых приборов по экспериментальным данным; расчета диодно - транзисторных дискретных и интегральных устройств; обучения студентов по дисциплинам 'ЭКП и МЗ' и 'Тех.электроника'; а также может быть полезен для инженеров, конструкторов и разработчиков электронной и микроэлектронной аппаратуры.

И-1.04-1 Выпущенный комплекс кафедры ЭКП, ТЭИС, г.Ташкент, 1991г.

1	Диод	Расчет и анализ нелинейной модели полупроводникового диода.
2	Стабилизатор	Расчет и анализ математической модели п/п стабилизатора.
3	Барьеры	Параметры нелинейной математической модели п/п диода.
4	Транзистор	Параметры нелинейной математической модели п/п транзистора.
5	Выход	Конец работы Ditrans. (выход в операционную систему).

Авторы : Андреев И.С. Арипов Х.К. Махсудов Ж.Т. Рахматов Ш.Б.	Адрес : 700034 , Ташкент , А.Темура, 108 телефон : 35-10-51 .
--	---

F1-Помощь ↑ или I-5 - Выбор F10 или Esc - Конец

ТАШКЕНТСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
С В Я З И

Кафедра электронных и квантовых приборов

Разработчики : И.С. Андреев , Х.К. Арипов , Ш.Б. Рахматов , Ж.Т. Махсудов



ТАШКЕНТ 1991

ЧАСТЬ 2

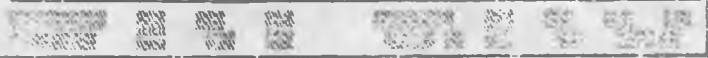
ТАШКЕНТСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
С В Я З И

Кафедра электронных и квантовых приборов

Разработчики : И.С. Андреев , Х.К. Арипов , Ш.Б. Рахматов , Ж.Т. Махсудов

Меню дрейфового транзистора

- 1 Ввод экспериментальных данных измерения входной характеристики транзистора
- 2 Вывод аппроксимированных значений и погрешности аппроксимации
- 3 График входной характеристики дрейфового транзистора
- 4 Анализ ИМС K123УН1 на основе нелинейных параметров транзистора
- 5 Анализ ИМС K140УД1 на основе нелинейных параметров транзистора
- 6 Выход в ОС (конец работы комплекса программ Bitrans).



ТАШКЕНТ 1991

ЧАСТЬ 2

Измерения

Uкб\Uэб	.639	.649	.660	.670	.680	.689
0	1.02	1.37	1.90	2.63	3.64	5.13
1	1.11	1.51	2.04	2.78	3.72	5.53
2	1.19	1.63	2.21	3.02	4.13	5.90
3	1.25	1.73	2.38	3.28	4.61	6.46
4	1.35	1.87	2.61	3.66	5.23	7.15
5	1.45	2.00	2.82	4.11	5.80	8.10

{ В } { М и л л и а м п е р }

Параметры нелинейной модели транзистора КТ315

$V_{\beta} = 31.34507 \text{ 1/V}$; $X_{\beta} = 0.55754 \text{ 1/V}^2$;
 $\mu_i = -0.2878 \text{ 1/V}$; $\ln J_0 = -20.0423$

ВЫБОР	
1	Измерения
2	$\ln(J)$
3	Аппрокс.
4	Погрешность
5	Меню

Погрешность

Uкб\Uэб	.639	.649	.660	.670	.680	.689
0	6E-3	1E-2	1E-3	2E-2	7E-2	.246
1	2E-2	1E-2	2E-2	5E-2	.186	.148
2	1E-2	2E-2	2E-2	6E-2	.156	1E-2
3	5E-3	2E-2	4E-2	2E-2	2E-2	2E-2
4	7E-3	4E-3	1E-2	1E-2	8E-2	5E-2
5	1E-2	4E-3	1E-2	1E-2	1E-2	1E-2

{ В } { М и л л и а м п е р }

Параметры нелинейной модели транзистора КТ315

$V_{\beta} = 31.34507 \text{ 1/V}$; $X_{\beta} = 0.55754 \text{ 1/V}^2$;
 $\mu_i = -0.2878 \text{ 1/V}$; $\ln J_0 = -20.0423$

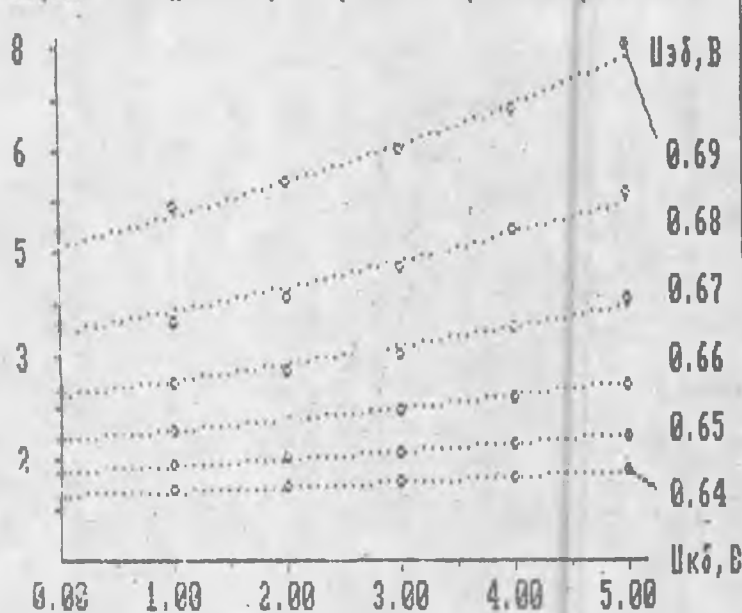
1	Измерения
2	$\ln(J)$
3	Аппрокс.
4	Погрешность
5	Меню

ДРЕЙФОВЫЙ ТРАНЗИСТОР

Дата: 06-13-1991г. Время: 19:50:59

Параметры нелинейной модели дрейфового транзистора КТ315

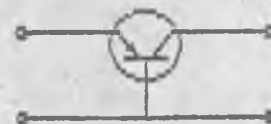
Входные характеристики транзистора КТ315



$LnJ_0 = -20.04$
 $V_3 = 31.34507 \text{ 1/V}$
 $X_3 = 0.55754 \text{ 1/V}^2$
 $mu = -0.28761 \text{ 1/V}$

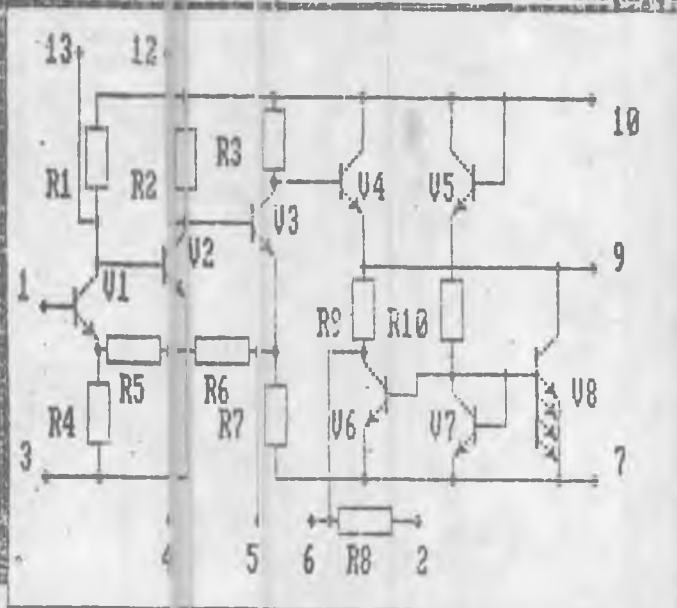
Условные обозначения:

○ - эксперимент
/ - расчёт



Любая клавиша -
возврат в МЕНЮ

Интегральный широкополосный УЧЧ К123УМ1



Номиналы схемы :

R1= 9.00 кОм; R6= 6.30 кОм;
 R2= 5.00 кОм; R7= 0.10 кОм;
 R3= 0.50 кОм; R8=13.00 кОм;
 R4= 0.10 кОм; R9= 3.00 кОм;
 R5= 0.43 кОм; Rн=10.00 кОм;

Параметры транзисторов :

$\beta_3=31.34507 \text{ 1/В}$;
 $\chi_3= 0.55754 \text{ 1/В}^2$;
 $\mu_3= -0.2876 \text{ 1/В}$;
 $\text{Ln}J_0=-20.0423$; $\beta_t= 106$;

г. Ташкент, декабрь, 1990г, ТЭИС
 Выч. комплекс кафедры ЭКП

Изменение номиналов резисторов схемы

Резистор: Номинал: кОм

Выбор: С - схема;
 Т, D - коррекция VT и K;
 В - вывод результатов;
 Esc - выход в меню;

Интегральный широкополосный УНЧ К123УН1

Режимы транзисторов предварительного усилителя

Таблица 1. Первый каскад

Величина	Пределы	Оптимум	Диапазон
Цδ, В	0.692 ÷ 0.682	0.6870	0.0104
Цэ, В	0.070 ÷ 0.059	0.0641	0.0103
Цк, В	0.635 ÷ 0.642	0.6382	0.0069
Цэ, мВ	0.596 ÷ 0.595	0.5958	0.0008

Параметры предварительного усилителя

Коэффициент усиления..... $K_u = 411.1$ раз
 Входное сопротивление..... $R_{вх} = 1450$ кОм

Номиналы схемы :

$R_1 = 9.00$ кОм; $R_6 = 6.30$ кОм;
 $R_2 = 5.00$ кОм; $R_7 = 0.10$ кОм;
 $R_3 = 0.60$ кОм; $R_8 = 13.00$ кОм;
 $R_4 = 0.10$ кОм; $R_9 = 3.00$ кОм;
 $R_5 = 0.43$ кОм; $R_n = 10.00$ кОм;

Параметры транзисторов :

$\beta_э = 31.34507$ 1/В ;
 $\chi_э = 0.55754$ 1/В² ;
 $\mu_и = -0.2876$ 1/В ;
 $\ln J_0 = -20.0423$; $\beta_t = 106$;

г. Ташкент, декабрь, 1990г. ТЭИС
 Выч. комплекс кафедры ЭКП

Выбор:

А - ИХ предусилителя;
 ↑↓ - выбор каскада
 Esc - конец

Таблица: Амплитудная характеристика
предусилителя

Цвх, В	Цвых, В	Ку, раз
1.000	0.443	411.31
2.120	0.884	411.30
3.240	1.319	411.28
4.360	1.741	411.23
5.100	2.134	411.13

Номиналы схемы :

$R1 = 9.00 \text{ кОм}; R6 = 6.30 \text{ кОм};$
 $R2 = 5.00 \text{ кОм}; R7 = 0.10 \text{ кОм};$
 $R3 = 0.60 \text{ кОм}; R8 = 13.00 \text{ кОм};$
 $R4 = 0.10 \text{ кОм}; R9 = 3.00 \text{ кОм};$
 $R5 = 0.43 \text{ кОм}; Rn = 10.00 \text{ кОм};$

Параметры транзисторов :

$\beta_3 = 31.34507 \text{ 1/В};$
 $\chi_3 = 0.55754 \text{ 1/В}^2;$
 $\mu_3 = -0.2876 \text{ 1/В};$
 $\text{Ln}J_0 = -20.0423; \text{bt} = 106;$

г. Ташкент, декабрь, 1990г, ТЭИС
Выч. комплекс кафедры ЭКП

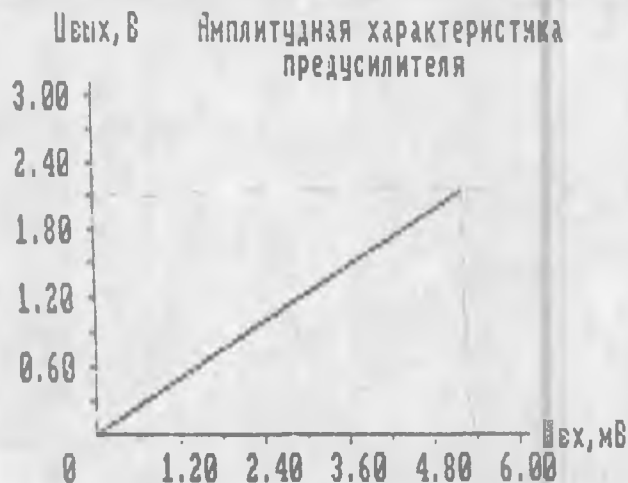
Параметры предварительного усилителя

Коэффициент усиления..... $K_u = 411.1 \text{ раз}$
 Входное сопротивление..... $R_{вх} = 1450 \text{ кОм}$

Выбор:

Т, Г - таблица, график АХ;
 О - оконечная таблица;
 Esc - конец

Интегральный широкополосный УНЧ К1234М1



Неравномерность коэф. усиления - $\Delta K_u = \pm 0.02 \%$

Параметры предварительного усилителя

Коэффициент усиления..... $K_u = 411.1$ раз
 Входное сопротивление..... $R_{вх} = 1450$ кОм

Номиналы схемы :

$R_1 = 9.00$ кОм; $R_6 = 6.30$ кОм;
 $R_2 = 5.00$ кОм; $R_7 = 0.10$ кОм;
 $R_3 = 0.60$ кОм; $R_8 = 13.00$ кОм;
 $R_4 = 0.10$ кОм; $R_9 = 3.00$ кОм;
 $R_5 = 0.43$ кОм; $R_n = 10.00$ кОм;

Параметры транзисторов :

$\beta_3 = 31.34507$ 1/В ;
 $\chi_3 = 0.55754$ 1/В² ;
 $\mu_3 = -0.2876$ 1/В ;
 $\ln J_0 = -20.0423$; $\beta_t = 106$;

г. Ташкент, декабрь, 1990г, ТЭИС
 Выч. комплекс кафедры ЭКП

Выбор:

Т, Г - таблица, график АХ;
 О - оконечная таблица;
 Esc - конец

Интегральный широкополосный УНЧ К1234Н1

Режим выбора одного устройства и параметры ИМС
в зависимости от числа эмиттеров VT8

n	1	2	3	4
Jоп, мВ	0.782	0.777	0.774	0.772
Uоп, В	0.632	0.631	0.631	0.631
R10, кОм	6.061	6.095	6.119	6.138
Uзч, В	3.091	3.079	3.070	3.063
Rd6, кОм	19.712	19.849	19.947	20.024
Rd8, кОм	16.929	8.532	5.721	4.309
K2, раз	0.994	0.994	0.994	0.994
Kм, раз	408.58	408.73	408.79	408.81
Rвых, Ом	17.988	11.767	8.757	6.980

Вх. сопротивление предусилителя Rвх= 1450 кОм
Входное сопротивление ИМС Rвхм= 12.9 кОм

Номиналы схемы :

R1= 9.00 кОм; R6= 6.30 кОм;
R2= 5.00 кОм; R7= 0.10 кОм;
R3= 0.60 кОм; R8= 13.00 кОм;
R4= 0.10 кОм; R9= 0.00 кОм;
R5= 0.43 кОм; Rн= 10.00 кОм;

Параметры транзисторов :

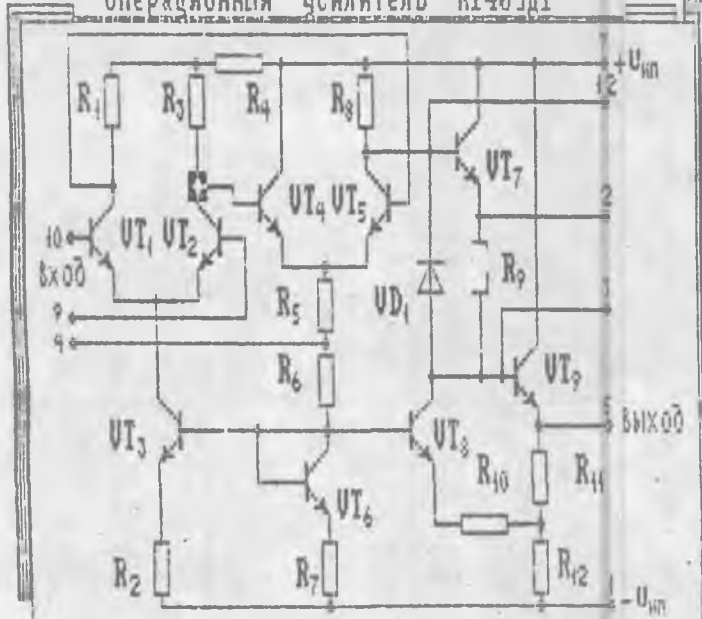
$\beta_3 = 31.34507 \text{ 1/V}$;
 $X_3 = 0.55754 \text{ 1/V}^2$;
 $\mu_i = -0.2876 \text{ 1/V}$;
 $\ln J_{oc} = -20.0423$; $\beta_t = 106$;

г. Ташкент, декабрь, 1990г, ТЭИС
Выч. комплекс кафедры ЭКП

Выбор:

T, Г - таблица, график АХ;
O - оконечная таблица;
Esc - конец

Операционный усилитель К1404Д1



Номиналы схемы :

- $R_1 = 10,00 \text{ кОм}; R_7 = 2,75 \text{ кОм};$
- $R_2 = 9,70 \text{ кОм}; R_8 = 5,00 \text{ кОм};$
- $R_3 = 10,00 \text{ кОм}; R_9 = 11,52 \text{ кОм};$
- $R_4 = 9,70 \text{ кОм}; R_{10} = 2,70 \text{ кОм};$
- $R_5 = 3,50 \text{ кОм}; R_{11} = 2,73 \text{ кОм};$
- $R_6 = 5,00 \text{ кОм}; R_{12} = 0,59 \text{ кОм};$

Параметры транзисторов :

- $V_3 = 31,34507 \text{ 1/В};$
- $X_3 = 0,55754 \text{ 1/В}^2;$
- $m_i = -0,2876 \text{ 1/В};$
- $\text{Ln}J_0 = -20,0423; \text{bt} = 105;$

г. Ташкент, декабрь, 1990г, ТЭИС
Выч. комплекс кафедры ЭКП

$$J_3 = e^{(V_3 + X_3 U_{к\delta}) U_{\delta 3} + m_i U_{к\delta} + \text{Ln}J_0}$$

Уравнение мат. модели БТ

- выбор схемы ;
- график Л.К. ;
- выход ;

ИМС К140УД1. Передаточная характеристика 1

U _{в1} , мВ	U _{к2} , В	U _{к2} , В	U _{з1} , В	U _{з1} , мА	K _н , раз
-133.91	-2.020	3.921	-0.6046	0.00412	15.1
-77.38	-1.772	4.169	-0.6074	0.00395	22.9
-57.59	-1.525	4.416	-0.6001	0.00368	26.5
-33.79	-1.030	4.911	-0.5956	0.00354	30.5
-16.50	-0.536	5.405	-0.5893	0.00350	32.5
-0.00	0.000	5.941	-0.5820	0.00348	0.6
16.50	0.536	6.477	-0.5728	0.00367	32.5
33.81	1.030	6.972	-0.5613	0.003613	30.5
57.65	1.525	7.466	-0.5425	0.003899	26.5
77.48	1.772	7.713	-0.5250	0.003532	22.9
114.45	1.978	7.920	-0.4900	0.00397	17.3

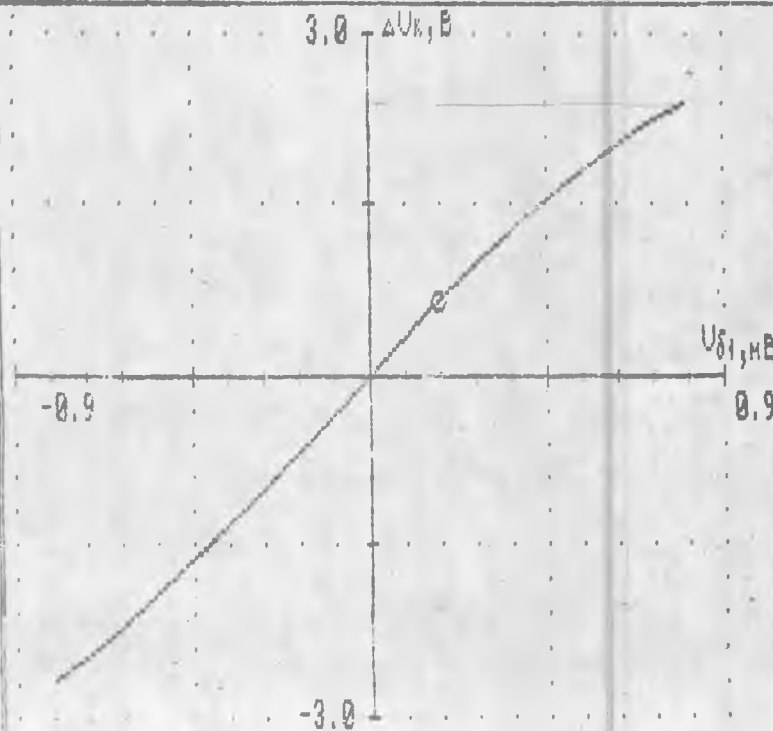
ИМС К140УД1. Передаточная характеристика 2

U _{в1} , мВ	U _{к5} , В	U _{к5} , В	U _{к5} , В	U _{з5} , мА	U _{к1} , В	K _н , раз
-0.81	-2.669	5.915	5.3217	1.21673	5.96751	3317.8
-0.52	-1.841	6.743	5.2187	1.05141	5.95801	3572.3
-0.23	-0.837	7.747	5.3179	0.85082	5.94851	3711.1
0.00	0.000	8.584	5.3189	0.68312	5.94112	0.0
0.08	0.297	8.881	5.3195	0.62379	5.93848	3683.4
0.37	1.292	9.876	5.3232	0.42477	5.92898	3486.5
0.81	2.396	10.981	5.3321	0.20387	5.91474	2975.1

ИМС К140УД1. Передаточная характеристика 3

U _{в1} , мВ	U _{з9} , В	U _{з9} , В	U _{з7} , мА	U _{з8} , мА	U _{з9} , мА	K _н , раз
-0.97	-3.976	6.477	0.8980	0.8980	1.89519	3382.0
-0.70	-3.182	6.499	0.8911	0.89151	1.89699	7455.9
-0.47	-3.987	7.021	0.8271	0.81308	2.29916	8384.1
-0.20	-2.592	7.542	0.7631	0.74463	2.70149	8961.9
0.00	-0.000	8.584	0.6351	0.60774	3.50645	0.0
0.14	1.296	9.106	0.5711	0.53933	3.90901	8971.0
0.31	2.592	9.627	0.5073	0.47103	4.31157	8443.7
0.53	3.889	10.150	0.4435	0.40281	4.71413	7338.5
0.86	5.185	10.673	0.3799	0.33477	5.11685	6002.4
1.34	6.481	11.199	0.3165	0.26698	5.51911	4832.8

Передаточная характеристика



ИМС К1404Д1

Двухкаскадный
диф. усилитель

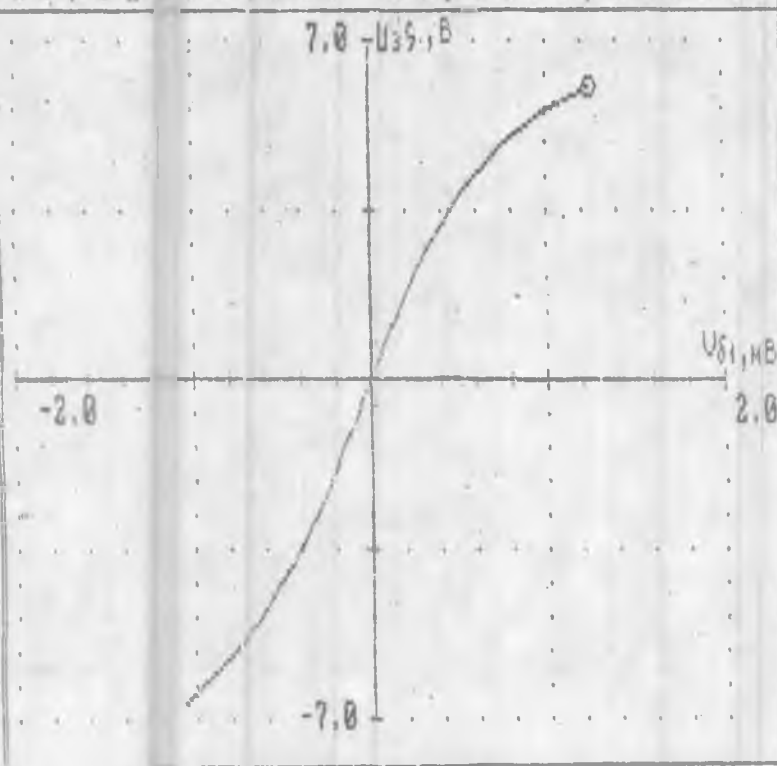
$U_{в1} = 0.18$ мВ
 $\Delta U_{к5} = 0.644$ В
 $U_{к5} = 9.229$ В
 $U_{э5} = 5.3205$ В
 $J_{э5} = 0.55429$ мА
 $U_{к1} = -5.93532$ В
 $K_u = 3635.1$ раз

← → - перемещение активной точки графика;
 p - печать данных;
 prS - копия экрана;
 Esc - выход в меню;

ПЭЦС ВЧИСЛИТ. КОМПЛЕКС КАФЕДРЫ
 Май-1991г.

Перед точная характеристика

ИНС К1409Д1



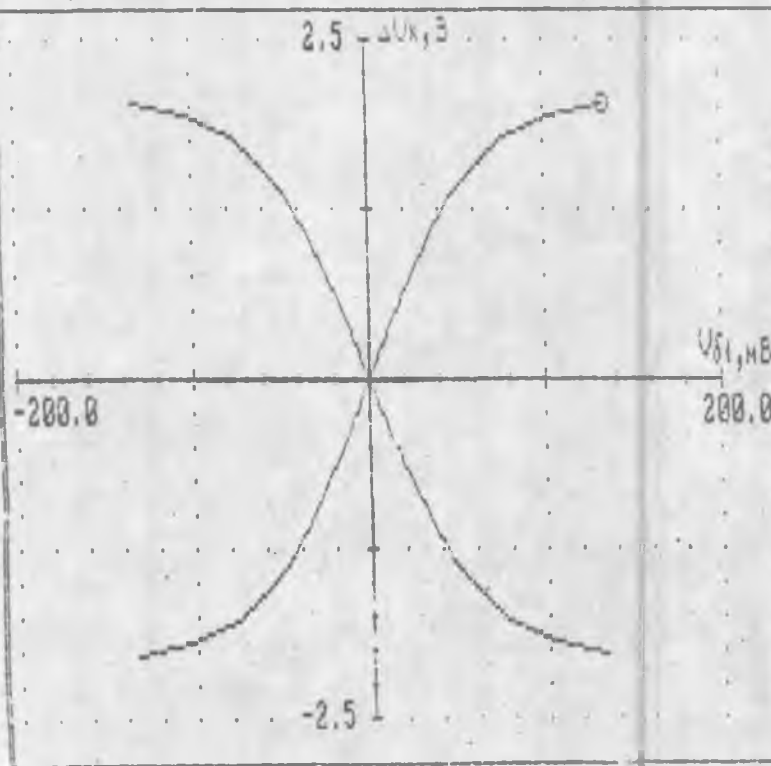
$U_{51} = 1.25$ мВ
 $U_{39} = 6.049$ В
 $U_{к5} = 11.023$ В
 $I_{з7} = 0.4376$ мА
 $I_{з8} = 0.28954$ мА
 $I_{з9} = 5.38497$ мА
 $K_u = 4895.2$ P43

← → - перемещение активной точки графика;
 P - печать данных;
 PRS - копия экрана;
 ESC - выход в меню;

ПЭЦО ВЫЧИСЛ. Ц.
 КОМПЛЕКС
 КАФЕДРЫ К
 Май-1991г. ЗРН П

Передаточная характеристика

ИМС К1404Д1



Входной диф. каскад

$U_{\delta 1}$	=	134.20	мВ
$\Delta U_{к2}$	=	2.020	В
$U_{к2}$	=	7.961	В
$U_{з1}$	=	-0.4706	В
$I_{з1}$	=	0.40805	мА
K_{11}	=	15.0	раз

← → - перемещение активной точки графика;
 p - печать данных;
 prS - копия экрана;
 Esc - выход в меню;

ИЭС ВЧИСЛЯТ. КОМПЛЕКС КАТЕДРЫ
 Май-1991г. ЭРН П

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ СТАБИЛЬНОГО ТОКА (ГСТ)

- 1 ▶ Расчет идеального ГСТ ◀
- 2 Расчет реального ГСТ
- 3 Активный трансформатор постоянного тока
- 4 Токое зеркала Уилсона
- 5 В Ы Х О Д

Время: 16:50:09 Дата: 08-06-1991г.

$I_2, \text{мА}$

0.040

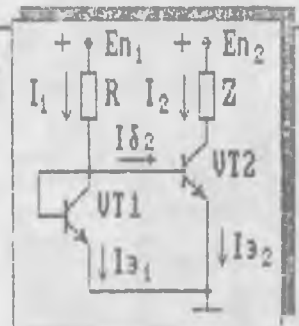
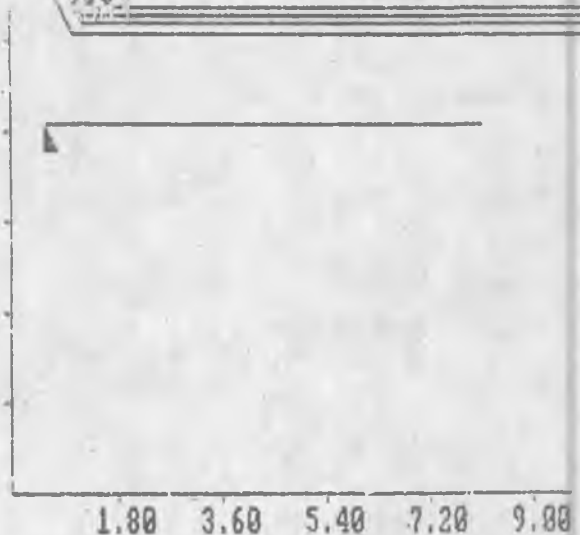
0.032

0.024

0.016

0.008

Расчет идеального ГСТ



$B\alpha = 31.560 \text{ 1/B};$
 $X = 0.619 \text{ 1/B}^2$
 $\mu = 0.329 \text{ 1/B};$
 $\text{Ln}J_0 = -20.181$
 $\lambda t = 106;$
 $E_{n1} = 6 \text{ В};$
 $E_{n2} = 6 \text{ В};$

1.80 3.60 5.40 7.20 9.00

$E_{n2}, \text{В}$

Выбор: Esc-выход

В-ввод, <- f-пред., -> f-след.
p-печать данных.

$E_{n2} = 0.53 \text{ В}$

$I_2 = 0.633 \text{ мА}$

Z-график $I_2 = f(Z)$,

Время: 16:33:59 Дата: 00-00-1991г.

12, мА

0.040

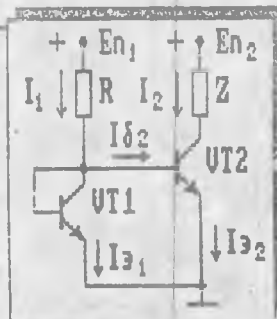
0.032

0.024

0.016

0.008

Расчет идеального ГСТ



$B\alpha = 31.560 \text{ 1/B};$
 $X = 0.619 \text{ 1/B}^2$
 $\mu = 0.329 \text{ 1/B};$
 $\ln J_0 = -20.181$
 $bt = 106;$
 $E_{п1} = 6 \text{ В};$
 $E_{п2} = 6 \text{ В};$

2.00 40.00 60.00 80.00 100.00

Z, кОм

Z= 0.00 кОм

I2= 0.033 мА

E-график I2=f(Eп2), p-печать данных.

Выбор: Esc-выход

B-ввод, <- ↑-пред., -> ↓-след.

Время: 16:35:58 Дата: 08-08-1991г.

Расчет реального ГСТ

$I_2, \text{мА}$

0.400

0.320

0.240

0.160

0.080

1.80 3.60 5.40 7.20 9.00

$E_{п2}, \text{В}$

$E_{п2} = 0.60 \text{ В}$

$I_2 = 0.277 \text{ мА}$

Z-график $I_2 = f(Z)$,



$B_3 = 31.560 \text{ 1/В};$
 $X = 0.619 \text{ 1/В}^2$
 $\mu = 0.329 \text{ 1/В};$
 $\ln J_0 = -20.181$
 $b_t = 106; E_{п2} = 6 \text{ В}$
 $E_{п1} = 6 \text{ В};$
 $I_{э1} = 0.300 \text{ мА}$

Выбор: Esc-выход
В-ввод, <- f-пред., -> f-след.
p-печать данных.

Время: 16:36:33 Дата: 88-08-1991г.

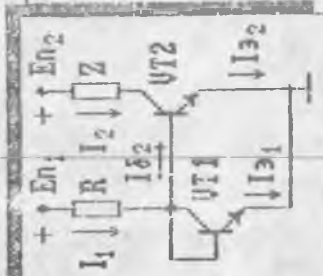
Расчет реального ГСТ

12, мВ
 0.400
 0.320
 0.240
 0.160
 0.080



1.60 3.20 4.80 6.40 8.00 Z, кОм

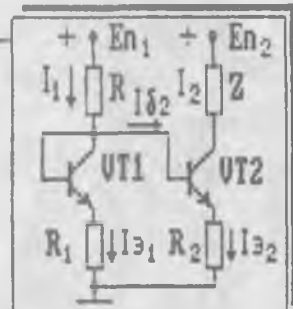
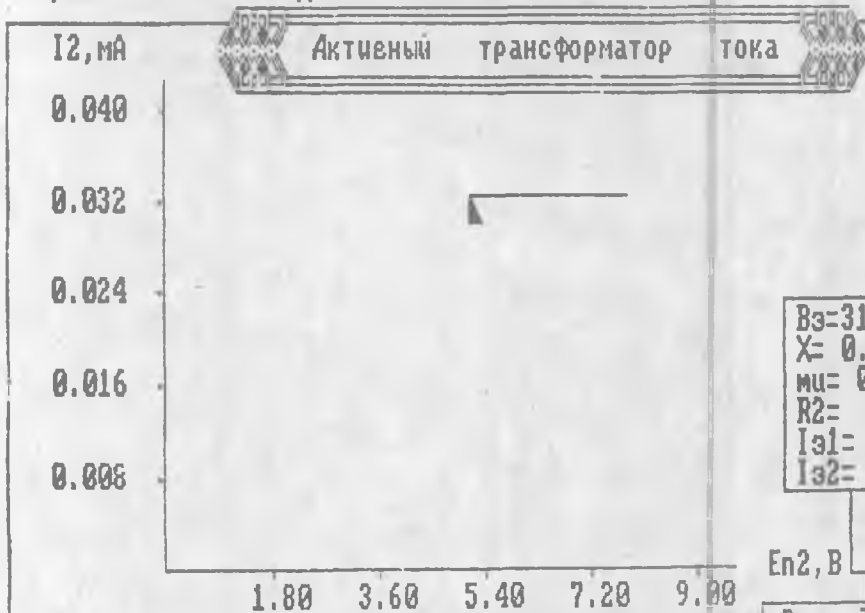
Z= 0.00 кОм I2= 0.375 мА



$B\beta = 31.560$ 1/B;
 $X = 0.619$ 1/B²;
 $\mu = 0.329$ 1/B;
 $L_n J_0 = -20.181$
 $b_t = 106$; $E_n 2 = 6$ В
 $E_n 1 = 6$ В;
 $I_{01} = 0.300$ мА

Выбор: Esc-выход
 В-ввод, (- ↑-прел., -) ↓-след,
 E-график I2=f(Eп2), р-печатать данных.

Время: 16:37:41 Дата: 08-08-1991г.



$B_3=31.560 \text{ 1/В};$ $b_t=106;$
 $X=0.619 \text{ 1/В}^2$ $E_{n1}=6 \text{ В};$
 $\mu=0.329 \text{ 1/В};$ $E_{n2}=6 \text{ В};$
 $R_2=6.0 \text{ кОм}$ $\ln J_0=-20.181$
 $I_{31}=0.600 \text{ мА};$
 $I_{32}=0.033 \text{ мА};$

Кафедра: ЭКП
ТЭИС - 92

Выбор: Esc-выход
В-ввод, <- ↑-пред., -> ↓-след.
р-печать данных.

$E_2= 5.10 \text{ В}$

$I_2= 0.033 \text{ мА}$

Z-график $I_2=f(Z)$,

Время: 16:38:20 Дата: 08-08-1991г.

$I_2, \text{мА}$

0.040

0.032

0.024

0.016

0.008

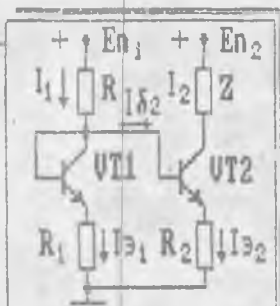
10.00 20.00 30.00 40.00 50.00

Z= 0.00 кОм

I₂= 0.033 мА

E-график I₂=f(E_{n2}), p-печать данных.

Активный трансформатор тока



$B\beta = 31.560 \text{ 1/B};$ $b\tau = 106;$
 $X = 0.619 \text{ 1/B}^2$ $E_{n1} = 6 \text{ В};$
 $\mu\alpha = 0.329 \text{ 1/B};$ $E_{n2} = 6 \text{ В};$
 $R_2 = 6.0 \text{ кОм}$ $\ln J_0 = -20.181$
 $I_{\beta 1} = 0.600 \text{ мА};$
 $I_{\beta 2} = 0.033 \text{ мА};$

Кафедра: ЭКП
ТЭИС - 92

Z, кОм

Выбор: Esc-выход

B-ввод, <- f-пред., -> f-след.

Время: 16:39:04 Дата: 08-08-1991г.

I2, мА

2.000

1.800

1.600

1.400

1.200

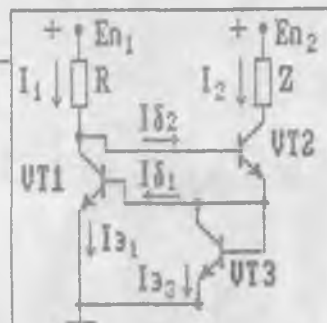
11.40 11.80 12.20 12.60 13.00

Eп2= 11.00 В

I2= 1.402 мА

Z-график I2=f(Z),

Токовое зеркало УИЛЬСОНА



$V_{\alpha}=31.560$ 1/V; $V_{t}=106$;
 $X=0.619$ 1/V² $E_{п1}=12$ В;
 $\mu_{и}=0.329$ 1/V; $E_{п2}=12$ В;
 $I_{\alpha 3}=1.500$ мА $\ln J_{\alpha}=-20.181$

ОКТАБРЬ 1992 год

Кафедра: ЭКП

ТЭУС = 92

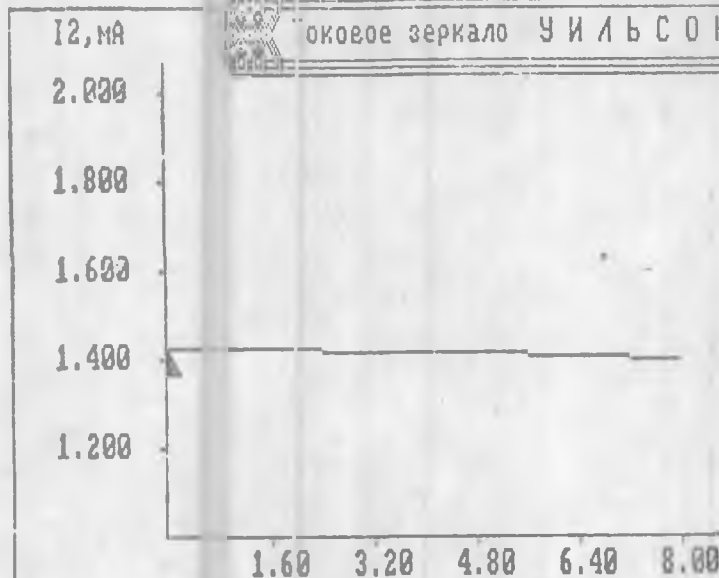
Eп2, В

Выбор: Esc-выход

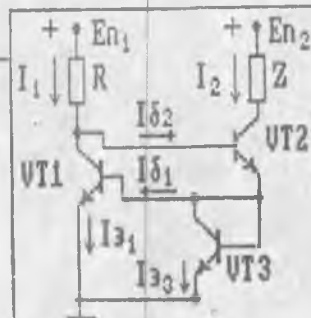
В-ввод, (- f-пред., -) f-след.

р-печать данных.

Время: 16:30:56 Дата: 09-09-1991г.



Оконое зеркало УИЛЬСОНА



$B\beta = 31.560$ 1/В; $b\tau = 106$;
 $X = 0.619$ 1/В² $E_{n1} = 12$ В;
 $m\mu = 0.329$ 1/В; $E_{n2} = 12$ В;
 $I_{\epsilon 3} = 1.500$ мА $LnJ_0 = -20.181$

ОКТЯБРЬ 1992 год

Кафедра: ЭКП
ТЭУС = 92

Выбор: Esc-выход

В-ввод, <- ↑-пред., -> ↓-след.

Z = 0.00 кОм

I2 = 1.429 мА

E-график I2=f(Eп2), у-печать данных.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. М. : Сов радио, 1980. 424 с.
2. Ефимов И.Е., Горбунов Ю.И., Козырь И.Я. Микроэлектроника. Физические и технологические основы, надежность. М.: Высшая школа, 1986. 464 с.
3. Ефимов И.Е., Горбунов Ю.И., Козырь И.Я. Микроэлектроника. Проектирование, виды микросхем, новые направления. М. : Высшая школа, 1987. 312 с.
4. Наумов Ю.Е., Аваев Н.А., Фролкин В.Т. Основы микроэлектроники. М.: Радио и связь, 1988.
5. Технология СВИС: В 2-х кн.: Пер. с англ./Под ред. С. Зи. М.: Мир, 1986. 404 с.
6. Броудай И., Мерей Дж. Физические основы микротехнологии. М.: Мир, 1985. 494 с.
7. Таруи Я. Основы технологии СВИС. М.: Радио и связь. 1985. 479 с.
8. Преснухин Л.Н., Воробьев Н.В., Шинкевич А.А. Расчет элементов цифровых устройств. М.: Высшая школа, 1982. 384 с.
9. Шагури И.И. Транзисторно - транзисторные логические схемы. М.: Сов. радио, 1974. 160 с.
10. Шагури И.И., Петросян К.О. Проектирование цифровых микросхем на элементах инжекционной логики. М.: Радио и связь. 1984. 232 с.
11. Быстродействующие матричные БИС и СВИС /Год ред. Б.И. Файзулаева и И.И. Шагурина. М.: Радио и связь, 1989. 304 с.
12. Тилл У., Лаксон Дж. Интегральные схемы: материалы, приборы, изготовление. М.: Мир, 1985. 504 с.
13. Тигце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982. 512 с.
14. Применение интегральных микросхем в элементной вычислительной технике: Справочник / Под ред. Б.И. Файзулаева и Б.В. Тарабрина. М.: Радио и связь, 1987. 384 с.
15. Хвиц С.Т., Варлинский Н.И., Попов Е.А. Микропроцессоры и микро - ЭВМ в системах автоматического управления. Л.: Машиностроение, 1987. 640 с.
16. Поспелов Д.А. Логические методы анализа и синтеза схем. М.: Энергия, 1974. 368 с.
17. Микропроцессоры. В 3-х кн. / Под ред. Л.Н. Преснухина. М.: Высшая школа, 1986.

18. Уокерли Д. Архитектура и программирование микро-ЭВМ: В 2-х кн. М.: Мир, 1984.
19. Сobotка З., Стары Я. Микропроцессорные системы. М.: Энергоиздат, 1981. 496 с.
20. Будинский Я. Логические цепи в цифровой технике. М.: Связь, 1977. 392 с.
21. Караханян Э.Р. Динамические элементы ЭВМ со структурой МДП. М.: Сов. радио, 1979. 254 с.
22. Интегральные схемы на МДП - транзисторах: Пер. с англ./Под ред. А.И. Кармазинского. М.: Мир, 1975. 527 с.
23. Букреев И.Н., Мансуров Б.М., Горячев В.И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.
24. Норенков И.П., Маничев В.Б. Системы автоматизированного проектирования электрошной и вычислительной аппаратуры. М.: Высшая школа, 1983. 272 с.
25. Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике: Справочник/Под ред. И.П. Норенкова. М.: Радио и связь, 1986. 368 с.
26. Баринoв И.С. Синтез микропрограммных автоматов. Л.: Энергия, 1979. 232 с.
27. Кармазинский А.И. Синтез принципиальных схем цифровых элементов на МДП- транзисторах. М.: Радио и связь, 1983. 256 с.
28. Фридман А., Менон П. Теория и проектирование переключательных схем. М.: Мир, 1978. 580 с.
29. Автоматизация схемотехнического проектирования / Под ред. В.Н. Ильина. М.: Радио и связь, 1987. 368 с.
30. Баранов С.И., Складов В.А. Цифровые устройства на программируемых БИС с матричной структурой. М.: Радио и связь, 1986. 272 с.
31. Проектирование цифровых систем на комплектах ~~интегральных БИС / Под ред. В.Е. Кармазинского~~
М.: Радио и связь, 1984. 240 с.
32. Полупроводниковые запоминающие устройства и их применение / Под ред. А.Ю. Гордонова. М.: Радио и связь, 1981. 343 с.
33. Валиев К.А., Орликовский А.А. Полупроводниковые интегральные схемы памяти на биполярных транзисторах. М.: Сов. радио, 1979. 256 с.
34. Схемотехника БИС постоянных запоминающих устройств /О.А. Петросян, И.Я. Козырь, Л.А. Коледов, Ю.И. Щетинин М.: Радио и связь, 1987. 304 с.

35. Алексенко А.Г., Галицин А.А., Иванников А.Д. Проектирование электронной аппаратуры на микропроцессорах. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
36. Балашов Е.П., Григорьева В.Л., Петров Г.А. Микро и мини - ЭВМ. Л.: Энергоатомиздат, 1984. 376 с.
37. Хоуп Г. Проектирование цифровых вычислительных устройств на интегральных схемах. М.: Мир, 1984. 400 с.
38. Голдсуорт Б. Проектирование цифровых логических устройств. М.: Машиностроение, 1985. 288 с.
39. Киносита К., Асада К., Карацу О. Логическое проектирование СБИС: Пер. с япон. М.: Мир, 1988. 309 с.
40. Мурога С. Системное проектирование СБИС: В 2 -х кн. М.: Мир, 1985.
41. Черняев В.Н. Технология производства интегральных микросхем и микропроцессоров. М.: Радио и связь, 1987. 464 с.
42. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем. М.: Радио и связь, 1983. 232 с.
43. Калабеков Б.А., Мамзелов И.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы. М.: Радио и связь, 1987. 400 с.
44. Алексенко А.Г., Коломбег Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. 2-е изд. М.: Радио и связь. 1985. 224 с.
45. Фолкенберри. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 572 с.
46. Функциональные устройства на микросхемах / В.З. Найдеров, А.И. Голованов, З.Ф. Юсупов и др. М.: Радио и связь, 1985. 127 с.
47. Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. М.: Радио и связь, 1985. 192 с.
48. Макромоделирование аналоговых интегральных микросхем / А.Г. Алексенко, Б.И. Зуев, В.Ф. Ламский, И.А. Романов. М.: Радио и связь, 1983.
49. Херли М. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1983. 416 с.
50. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т.: Пер. с англ. М.: Мир, 1983.
51. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Интегральные микросхемы в радиоэлектронных устройствах. 2-е изд. Киев: Техника. 1985. 232 с.

52. Булычев А.Л., Галкин В.И., Прохоренко В.А. Аналоговые интегральные схемы: Справочник. Минск: Беларусь, 1985. 285 с.
53. Угрюмов Е.П. Проектирование элементов и узлов ЭВМ. М.: Высшая школа, 1987. 318 с.
54. Интегральные микросхемы: Операционные усилители. Обзор. М.: ДОДЭКА, 1994. 48 с.
55. Интегральные схемы: Операционные усилители. Том 1. М.: Физматлит, 1993. 240 с.
56. ANALOG DEVICES. Amplifier Reference Manual, 1992. 135 p.
57. Атаев Д.И., Белотников В.А. Аналоговые интегральные схемы.
58. для бытовой радиоаппаратуры: Справочник М.: Изд - во МЭИ, 1991. 240 с.
59. Интегральные микросхемы: Взаимозаменяемость и аналоги: Справочник / М.А.Бедрековский, А.А.Косырцов, П.П.Мальцев. М.: Энергоатомиздат. 1991. 272 с.
60. Вениаминов В.Н., Лебедев О.Н., Мирошниченко А.И. Микросхемы и их применение: Справ. пособие. 3 -е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 240 с.
61. Коломбет Е.А., Юркович К., Зодл Я. Применение аналоговых микросхем. М.: Радио и связь, 1990. 320 с.
62. Матавкин В.В. Быстродействующие операционные усилители. М.: Радио и связь, 1989. 128 с.
63. Зарубежные интегральные микросхемы для промышленной электронной аппаратуры: Справочник / А.В.Нефедов, А.М.Савченко, Ю.Ф.Феоктистов/Под. ред. Ю.Ф.Широкова. М.: Энергоатомиздат. 1989. 228 с.
64. Нефедов А.В., Аксеонов А.И. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Микросхемы. Часть 1: Справочник. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
65. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговые интегральные микросхемы. М.: Мир, 1990. 210 с. 65. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы. Справочник.
66. С.В.Якубовский, Л.И.Ниссельсон, В.И.Кулешова и др.; Под. ред. С.В.Якубовского. М.: Радио и связь, 1990. 320 с., ил.
67. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. М.: Мир; 1991. 446 с.
68. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. М.: БИНОМ, 1994. 352 с.

ЦИТИРОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев И.С., Арипов Х.К., Махсудов Д.Т., Рахматов Ш.Б. Полупроводниковые приборы многослойной структуры - транзисторы и тиристоры. Часть 1. Ташкент: изд. ТЭИС. 1994. 164 с.
2. Андреев И.С., Арипов Х.К., Махсудов Д.Т., Рахматов Ш.Б. Полупроводниковые приборы многослойной структуры - транзисторы и тиристоры. Часть 2. Ташкент: изд. ТЭИС. 1994. 98 с.
3. Андреев И.С., Арипов Х.К., Рахматов Ш.Б. Методика расчета аналоговых преобразователей на основе нелинейных моделей полупроводниковых приборов / Ташкент: ТЭИС. 1991. 133 с.
4. Андреев И.С., Арипов Х.К., Рахматов Ш.Б., Махсудов Д.Т. Методика аналитического расчета передаточных характеристик устройств аналоговой схемотехники / Ташкент: ТЭИС. 1991. 25 с.
5. Агабекова З.Е., Андреев И.С., Арипов Х.К. и др. Краткий справочник параметров нелинейных моделей полупроводниковых диодов и биполярных транзисторов / Ташкент. ТЭИС. 1994. 20 с.
6. Андреев И.С., Арипов Х.К., Туляганов А.А. Математические модели характеристик полевых транзисторов // Проблемы информатики и энергетики 1994. N 4. С 42-43.
7. Андреев И.С., Арипов Х.К., Махсудов Д.Т., Рахматов Ш.Б. Математические модели характеристик биполярных транзисторов // Проблемы информатики и энергетики 1994. N 5. С. 39-41.
8. Алимова Н.Б., Андреев И.С., Арипов Х.К., Махсудов Д.Т. Методика расчета аналоговых преобразователей на основе нелинейных моделей биполярных транзисторов // Проблемы информатики и энергетики 1996. N 1-2. С.72-74
9. Андреев И.С., Абдуллаев А.М., Вишневецкий А.Г. Базовые элементы цифровых интегральных схем. Ташкент: ТЭИС. 1990. 71 с.
10. Хоровиц П., Хилл У. Искусство микросхемотехники: В 2 - х т. Пер. С англ. М.: Мир, 1984. 598 с.

О Г Л А В Л Е Н И Е

	Стр.
В В Е Д Е Н И Е	7
Глава 1. БАЗОВЫЕ ЯЧЕЙКИ АНАЛОГОВЫХ ИМС	
1.1. Генератор стабильного тока	12
1.1.1. Простейший генератор стабильного тока (ГСТ)	13
1.1.2. Токовое зеркало Уилсона	17
1.1.3. Активный трансформатор постоянного тока	22
1.2. Устройство сдвига уровня постоянного напряжения	24
1.3. Усилительный каскад с внутренней отрицательной обратной связью	25
1.4. Эмиттерный повторитель	28
1.5. Двухтактный усилитель мощности	31
1.5.1. Конструкция и принцип действия	31
1.5.2. Оценка требуемого значения $U_{БЭ}$	34
1.5.3. Расчет задающего устройства выходного каскада	35
1.5.4. Расчет передаточной характеристики по току	37
1.5.5. Расчет передаточной характеристики по напряжению	38
1.6. Дифференциальный усилитель постоянного тока	40
Глава 2. ПРОСТЕЙШИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА АНАЛОГОВЫХ ИМС	
2.1. Усилитель синусоидального напряжения низкой частоты (микросхема К123УИ)	46
2.1.1. Расчет режима покоя транзисторов трехкаскадного усилителя	47
2.1.2. Расчет коэффициента усиления по напряжению и входного сопротивления	52
2.1.3. Расчет выходного устройства	56
2.2. Операционный усилитель	61
2.2.1. Определение тока ГСТ 1	62
2.2.2. Режимы покоя дифкаскадов	64
2.2.3. Передаточная характеристика первого каскада	68
2.2.4. Передаточная характеристика второго каскада	70
2.2.5. Режим покоя и передаточная характеристика выходного устройства	74
ПРИЛОЖЕНИЕ . РЕАЛИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ НА КОМПЬЮТЕРЕ	84
Л И Т Е Р А Т У Р А	107



Научное издание
Доп. план 1995г. п.28.3

ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

*Илья Силуанович Андреев,
Хайрулла Кабилович Арипов,
Нодира Батиржановна Алимова,
Жамол Тиллаевич Махсудов,
Шухрат Бейматович Рахматов*

СХЕМОТЕХНИКА СБИС

Учебное пособие

ТОМ 3

ЧАСТЬ 1

Рекомендовано к печати
Редакционным советом ТЭИС
28 июня 1995 г.

Утверждено к печати
Ташкентским электротехническим институтом связи
(Протокол Ученого совета ТЭИС N 12/428 от 30.06.95)

Ответственный редактор Т.Д.Раджабов
Редактор В.К.Соколов
Компьютер:
набор Н.Б.Алимова, Ж.Т. Махсудов
оригинал макет Х.К.Арипов, Ж.Т. Махсудов
Корректор Э.Б.Махмудов

Редакционно-издательский отдел ТЭИС
700084, Ташкент, ул. Амира Темура, 108
Подписано в печать 24.08.95. Формат 60x84.
Бумага N 1. Оперативная печать. печ.л. 8
зак.364-100-95, цена договорная
Отпечатано на ротапринтере ТЭИС
Ташкент, 84. ул.Амира Темура, 108.

90c

41743-100 3.0