

**Узбекское агентство связи и информатизации
Ташкентский университет информационных технологий**

На правах рукописи

ХАЛИКОВА МАЛИКА ОЛИМОВНА

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМ
НА ОСНОВЕ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ**

Специальность: 5A552005 – Радиотехнические устройства и средства связи

ДИССЕРТАЦИЯ

На соискание академической степени магистра

Работа рассмотрена
и допускается к защите
зав. кафедрой _____
« ____ » _____ 2009 г.

Научный руководитель

Научный консультант

ТАШКЕНТ 2009

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	4
ГЛАВА 1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ЦИФРОВЫХ СХЕМ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ	
1.1. Цифровые схемы радиотехнических устройств на биполярных транзисторах	7
1.2. Цифровые схемы радиотехнических устройств на МДП транзисторах	12
1.3. Перспективы развития радиотехнических устройств на основе наноэлектронной элементной базы.....	17
1.4. Постановка задачи.....	23
ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМ НА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	
2.1. Математическое моделирование электронных ключей на биполярных транзисторах.....	24
2.2. Компьютерное моделирование электронных ключей на биполярных транзисторах.....	28
2.3. Инвертор на биполярных транзисторах с динамической нагрузкой.....	33
2.4. Инвертор на комплементарных биполярных транзисторах.....	36
2.5. Исследование передаточной характеристики инвертора на комплементарных биполярных транзисторах.....	40
Выводы к главе.....	43

ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМ НА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	
3.1. Экспериментальное исследование инвертора на комплементарных биполярных транзисторах.....	44
3.2. Экспериментальное исследование передаточной характеристики инвертора на комплементарных биполярных транзисторах.....	46
3.3. Разработка базовых цифровых схем на комплементарных биполярных транзисторах.....	51
Выводы к главе.....	57
Заключение	58
Список использованной литературы	59

А Н Н О Т А Ц И Я

Диссертационной работа посвящена исследованию и разработке перспективных базовых схем для радиотехнических устройств на основе КБТ, разработке алгоритмов расчета данных устройств, комплексному исследованию разрабатываемых схем.

В работе предлагается новая в схемотехническом отношении базовая ячейка цифровых интегральных микросхем, применяемая в радиотехнических устройствах - инвертор на КБТ, работающий при напряжениях питания порядка 1 В.

Произведено компьютерное исследование на базе программного обеспечения MultiSim и экспериментальное подтверждение полученных результатов на схемах реализованных в интегральных микросхемах.

А Н Н О Т А Ц И Я

Диссертация иши КБТлар асосидаги радиотехник курилмалар учун истиқболли негиз схемаларни, мазкур курилмаларни ҳисоблаш алгоритмини, яратилаётган схемаларни комплекс тадқиқ этиш ва ишлаб чиқишга бағишланган.

Ишда радиотехник курилмаларда қўлланиладиган, 1 В манба кучланишида ишлайдиган рақамли интеграл микросхемаларнинг схемотехник жиҳатдан янги негиз ячейкаси – КБТларда ясалган инвертор таклиф этилган.

MultiSim дастурий таъминоти асосида компьютерда тадқиқотлар олиб борилган ва интеграл микросхемаларда тажриба йўли билан олинган натижалар ўз тасдиғини топган.

ABSTRACT

Dissertation work is dedicated to study and development of the perspective base schemes for radio engineering device on base complementary bipolar transistor, development algorithm calculation data device, complex study of the under development schemes.

In work is offered new in circuits attitude base cell of the digital integral microcircuits, applicable device in radio engineering - an inverter on complementary bipolar transistor, working at voltages of the feeding the order 1 V.

Made computer study on the base of the software MultiSim and piece of evidence got result on scheme marketed in integral microcircuit.

ВВЕДЕНИЕ

Всемирный финансово – экономический кризис, разразившийся в 2008 году и приобретающий сегодня большие масштабы и глубину в оценках многих международных экспертов и специалистов, получает больше вопросов, чем ответов о причинах и прогнозах его дальнейшего развития.

Как отмечается в трудах И.А. Каримова «Мировой финансово – экономический кризис, пути и меры по его преодолению в условиях Узбекистана»: «Надо еще раз отметить, что воздействие проявляется на результатах деятельности базовых экспортоориентированных отраслей и связанных с ними смежных производств в связи с резким сокращением спроса и снижением цен на мировом рынке на важнейшие виды экспортируемой нашей страной продукции, что, в свою очередь, отрицательно сказывается на сбалансированности и эффективности экономики в целом, создает много проблем в реализации предусмотренных проектов, в достижении поставленных целей.

Можно с полной уверенностью заявить сегодня, что достигнутые нами за последние годы достижения в этой области – это прежде всего результат начатой в свое время в стране глубоко продуманной, рассчитанной на длительную перспективу работы по кардинальному изменению структуры и диверсификации экономики, формированию в короткие сроки абсолютно для нас новых, играющих роль локомотивов отраслей, осуществление программы модернизации, технического и технологического обновления производства, строительства современной рыночной инфраструктуры.»

В связи с этим в отрасли инфокоммуникационных технологий необходимо разработать отечественные импортозамещающие радиотехнические устройства. В данной диссертационной работе делается попытка создания новых низковольтных базовых цифровых схем на основе комплементарных биполярных транзисторов.

Актуальность работы. Цифровые схемы являются элементной базой радиотехнических устройств. Огромными темпами продолжаются исследования и практическая реализация технологических идей по уменьшению её габаритов, массы, энергопотребления, материалоемкости, стоимости, увеличению объема выполняемых функций и др. В связи с этим, исследовательская работа посвящена исследованию и разработке низковольтных цифровых схем.

Цель и задачи исследований является:

- Исследование и разработка перспективных базовых схем для радиотехнических устройств на основе КБТ.
- Разработка алгоритмов расчета радиотехнических устройств, комплексное исследование разрабатываемых схем.
- Разработка новой в схемотехническом отношении базовой ячейки цифровых интегральных микросхем, т.е. инвертора на КБТ, работающих при напряжениях питания порядка 1 В.
- Компьютерное исследование на базе программного обеспечения MultiSim 10.1 и сопоставление полученных результатов с экспериментально полученными результатами.

Научная новизна заключается в:

- теоретическом исследовании низковольтного инвертора на БТ;
- разработке математических моделей, алгоритма расчета параметров и определения передаточной характеристики инвертора на КБТ;
- установке, что инвертор на КБТ работает при напряжениях питания порядка контактной разности потенциалов;
- предложении принципов построения схем И-НЕ и ИЛИ-НЕ на основе КБТ.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Инвертор на n-p-n БТ с динамической нагрузкой, выполненной на p-n-p БТ, является аналогом n – МДП инвертора, а инвертор на p-n-p БТ с динамической нагрузкой, выполненной на n-p-n БТ является аналогом p – МДП инвертора.

2. Инвертор на КБТ, являющийся аналогом инвертора на КМДП – транзисторах работает при напряжениях питания порядка контактной разности потенциалов (порядка 0,7 В изготовленных из кремния).

3. Разработанные базовые цифровые элементы И-НЕ, ИЛИ-НЕ и многоходовая И-НЕ на основе инжекционно – вольтаического эффекта.

Научная и практическая значимость результатов исследования:

Созданный инвертор на КБТ используется в цифровых схемах радиотехнических устройств в качестве базового элемента схем НЕ, ИЛИ-НЕ, И-НЕ и др., которые широко применяются в системах телеметрии, автоматике, промышленной и автомобильной электронике, питание которых может осуществляться от СЭ.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на научно-технической конференции аспирантов, магистров и одаренных студентов «Инфокоммуникационные технологии». (Ташкент. 2008 и 2009);. Шестой Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых участников РСС «Техника и технологии связи» (Ташкент 2008).

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, выводов и списка литературы. Она изложена на 62 стр. машинописного текста, содержит 32 рисунков, 2 таблиц, 35 наименований литературных источников.

Глава 1

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ЦИФРОВЫХ СХЕМ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

1.1. Цифровые схемы радиотехнических устройств на биполярных транзисторах

На биполярных интегральных схемах может быть выполнен ряд традиционных радиотехнических устройств, находящихся широкое применение на практике. В начале рассмотрим характеристики биполярных полупроводниковых приборов, характеристики базовых схем, а также принципы их построения.

При расчете схем на биполярных транзисторах используется метод кусочно-линейной аппроксимации, позволяющий в целом достаточно хорошо оценить их работу. Метод состоит в том, что р-п переход рассматривается как идеальный диод с напряжением смещения V_{on} , характеристика которого показана на рис. 1.1 пунктирной линией [1-8].

Отличие между схемами на биполярных транзисторах и схемами на полевых МДП- транзисторах состоит в том, что, для того чтобы заставить первые из них работать в режиме переключения, необходимо не только приложение напряжения, но и прохождение через них тока управления (тока базы). При построении цифровых схем на биполярных транзисторах следует учитывать, что их входные сопротивления имеют не только емкостную составляющую, как в случае полевых транзисторов, но и резистивную составляющую. Способность к управлению током у биполярных транзисторов выражена сильнее, чем у полевых МДП- транзисторах.

Для обеспечения высокого быстродействия логических схем на биполярных транзисторах используются методы, позволяющие поставить рассчитываемую схему в ненасыщенный режим, а также методы, позволяющие осуществить быструю ликвидацию накопившегося заряда.

Логические схемы, рассчитанные на основании методов первой группы, называются ненасыщенными, а логические схемы, рассчитываемые на основании методов второй группы, - насыщенными. ТТЛ- и И²Л- схемы являются типичными представителями класса насыщенных логических схем, а ЭСЛ- и ТТЛШ- схемы относятся к классу ненасыщенных [9-18].

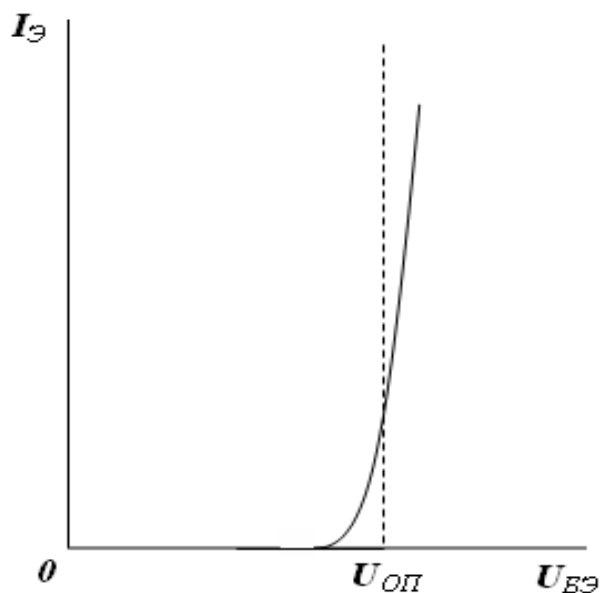


Рис. 1.1. Зависимость $I_{Э} = f(U_{БЭ})$ для ненасыщенного режима

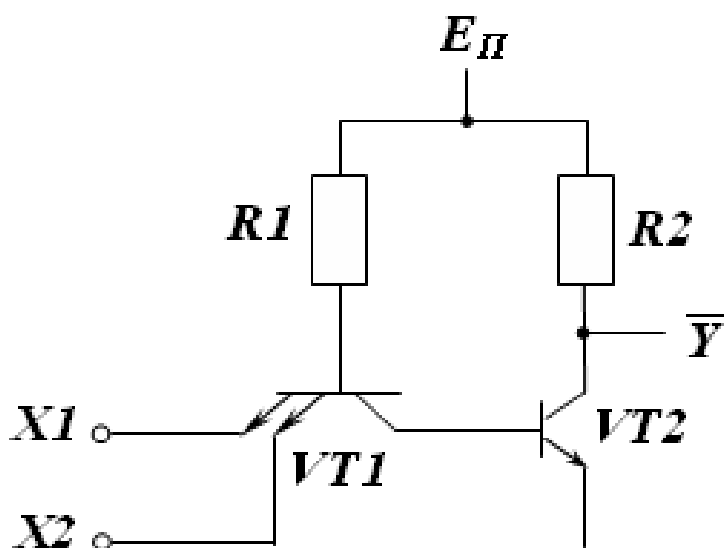


Рис. 1.2. Схема 2И-НЕ на ТТЛ

Широкое применение на практике находят типичные представители класса ненасыщенных логических схем – ТТЛ - схемы. Пример ТТЛ- схемы (2И-НЕ) с многоэмиттерным транзистором приведен на рис. 1.2. Применение многоэмиттерной структуры в многовходовом логическом элементе И-НЕ позволяет существенно повысить эффективность использования площади – это отличительная особенность таких структур

ТТЛ-схемами с диодами Шоттки (ТТЛШ) называют схемы, в которых к каждому транзистору ТТЛ-структуры (насыщенная логика) подключена опорная цепочка, содержащая диод Шоттки.

Как известно, для того чтобы биполярные транзисторы работали в режиме насыщения, к переходу коллектор- база должно быть приложено напряжение прямого смещения, имеющее порядок V_{on} меньше, чем напряжение на р-п переходе, и поэтому до того, как транзистор переходит в режим насыщения, через цепи с диодом Шоттки будет проходить ток, ограничивающий возможность насыщения. Поэтому ТТЛШ-схемы имеют более высокое быстродействие, чем ТТЛ.

ЭСЛ-схемы являются типичным представителем ненасыщенных логических схем. В этих схемах осуществляют ограничение падения напряжения на нагрузке в цепи коллектора, ограничивая эмиттерный ток биполярных транзисторов, и тем самым ограничивают эффект насыщения, при котором к переходу коллектор-база прикладывается прямое смещение. Пример базовой схемы ЭСЛ приведен на рис. 1.3. ЭСЛ-схему также называют логическими схемами на переключателях тока.

И²Л-схемы, относящиеся к классу насыщенных логических схем, находят широкое применение на практике вследствие таких особенностей, как высокий уровень интеграции, обусловленный простотой их структуры, и низкая потребляемая мощность. На рис. 1.4. представлена эквивалентная схема И²Л.

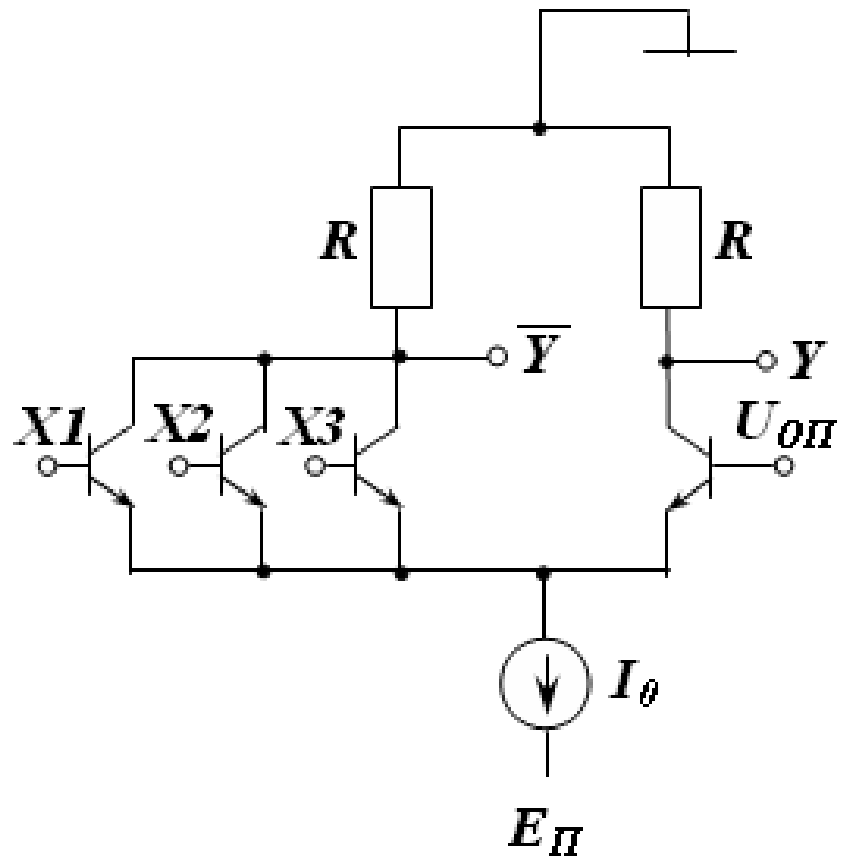


Рис.1.3. Базисная схема на ЭСЛ

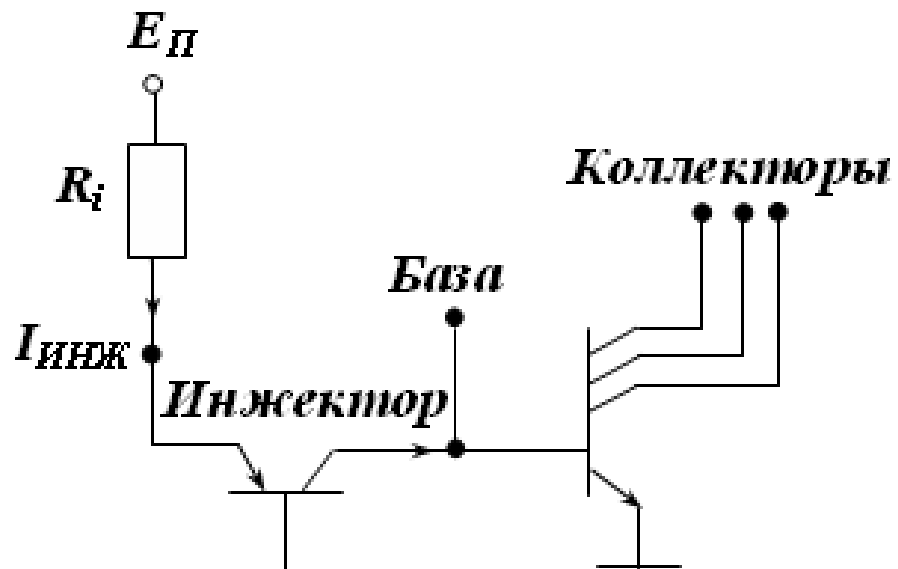


Рис. 1.4. Эквивалентная схема
полупроводниковой И²Л логики

Следует обратить внимание на то, что в структуре совмещены область коллектора горизонтального р-п-р-транзистора, в котором функцию эмиттера выполняет инжектор, и область базы вертикального п-р-п-транзистора. Таким образом, эта структура является типичным представителем интегральных структур с совмещенными областями. В силу изложенного она хорошо вписывается в рамки техники БИС и в связи развитием технологии многоколлекторных п-р-п-транзисторов вполне отвечает тенденции к повышению уровня интеграции. На рис. 1.5. представлены рабочие характеристики полупроводникового И²Л схемы.



Рис. 1.5. Характеристики И²Л схемы

На рис.1.6. представлена схема И²Л инвертора. Основными особенностями БИС на биполярных структурах является то, что они имеют в своем составе некоторые специальные полупроводниковые приборы, например многоэмиттерные транзисторы, а также элементы, которые в соответствии с электрической схемой БИС встраиваются в отдельные изолированные области, и поэтому при анализе БИС на биполярных транзисторах легко переходить от ее логической схемы к электрической.

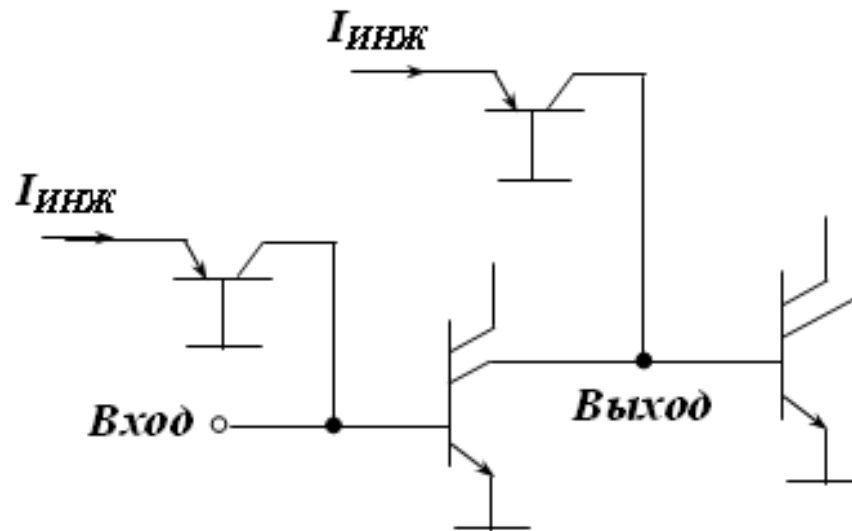


Рис. 1.6. Инвертор на И²Л - структуре.

1.2. Цифровые схемы радиотехнических устройств на МДП - транзисторах

В то время как работа биполярного транзистора структуры n-p-n определяется носителями двух видов (электроны - основные носители, дырки - неосновные), работа полевого транзисторов в основном определяется только носителями одного вида (основными носителями). В БИС широкое применение находят полевые транзисторы с изолированным затвором.

Инвертор - это электрическая схема, реализующая операцию логического отрицания. Инвертор обладает не только функцией логического отрицания, но и электрическими функциями, а именно функцией усиления слабых электрических сигналов и их воспроизведения.

Базовая схема основного МДП - инвертора показана на рис. 1.7. В качестве элемента возбуждения инвертора в этой схеме применяется n-канальный полевой МДП - транзистор. На рис. 1.8 приведены характеристики возбуждающих элементов и характеристики пассивных нагрузочных элементов (по постоянному току). На рис. 1.9 представлены характеристики (по постоянному току) активных нагрузочных элементов

(р-канальных МДП - транзисторов) и соответствующих управляющих элементов (n-канальных МДП - транзисторов).

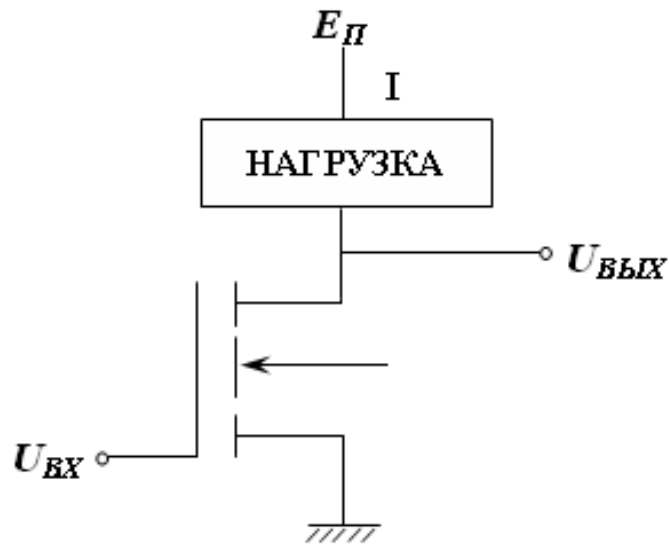


Рис.1.7. Базовая схема инвертора.

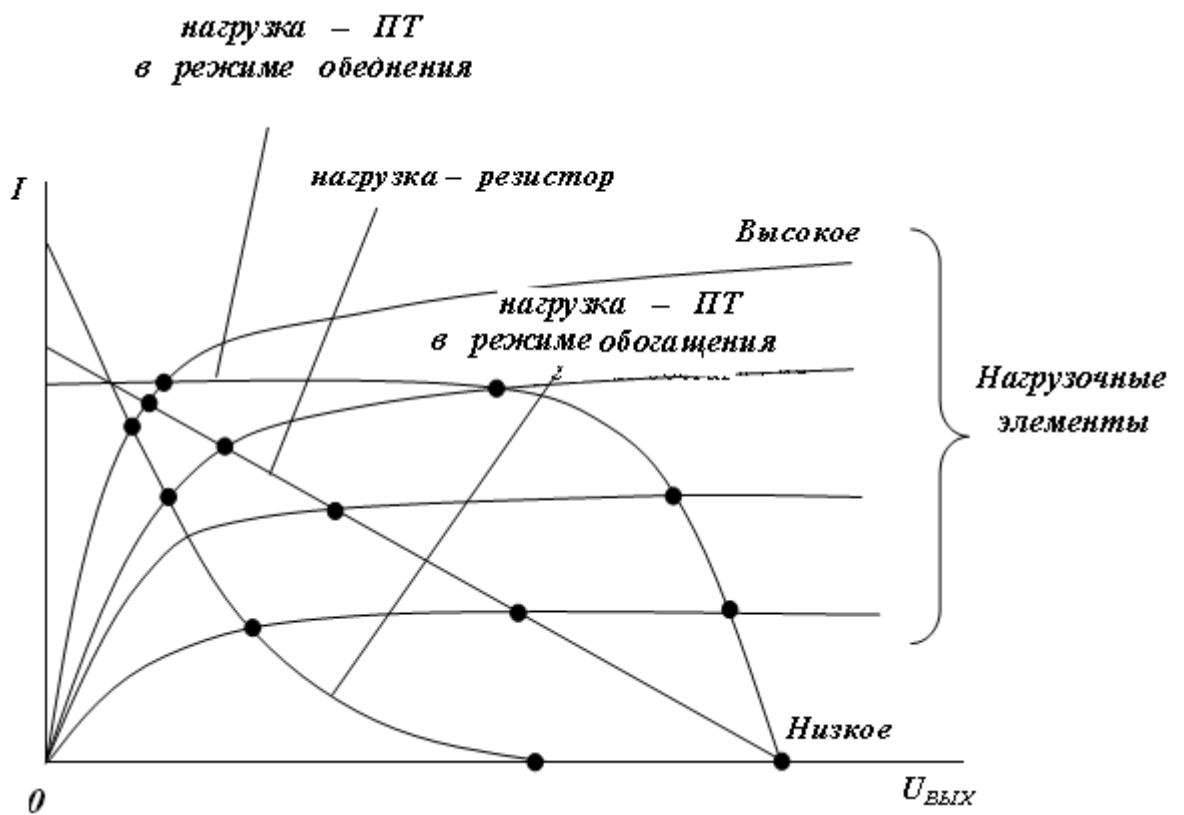


Рис. 1.8. Выходные характеристики транзисторов нагруженных линейными и нелинейными элементами по постоянному току.

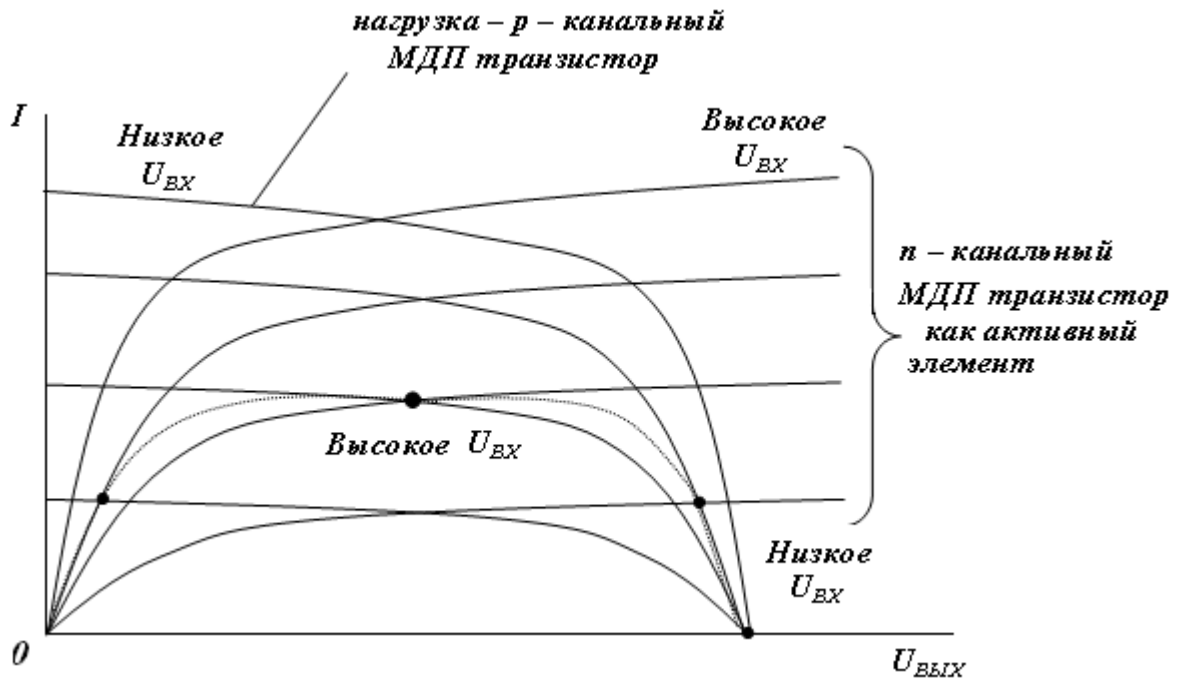


Рис. 1.9. Выходные характеристики КМДП транзистора.

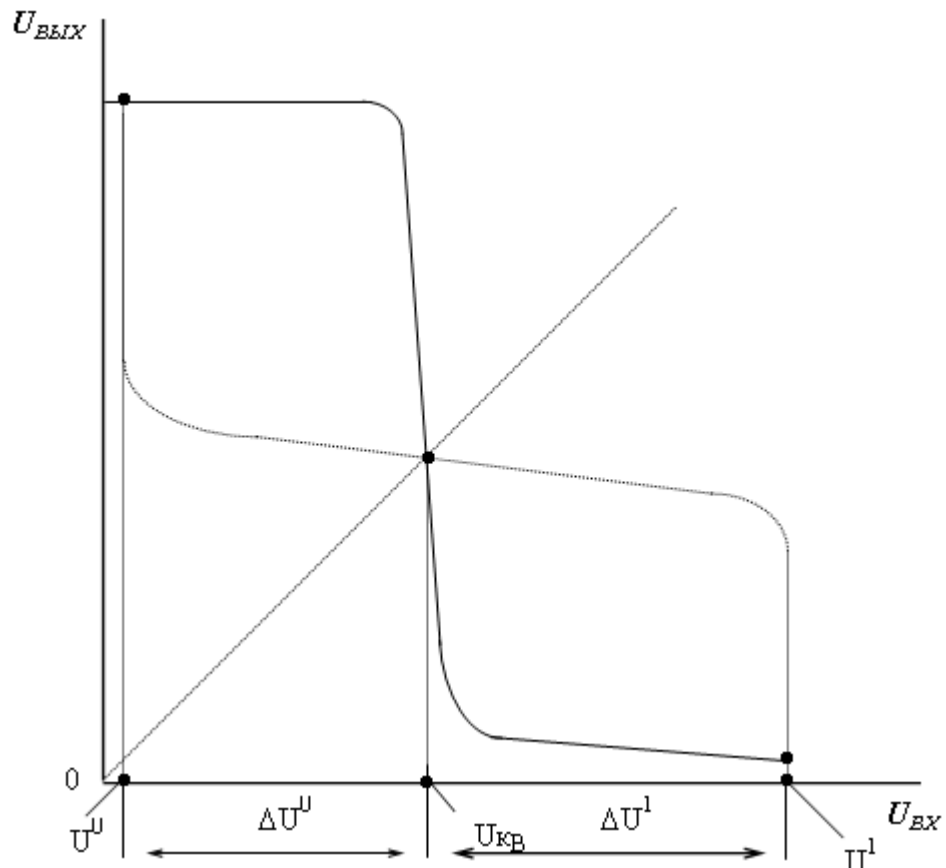


Рис. 1.10. Передаточная характеристика инвертора по постоянному току.

Хотя между схемами этого класса существуют некоторые отличия, зависящие от нагрузки, можно заключить, что их статическая передаточная характеристика будет иметь вид, показанный на рис 1.10. Основными параметрами, определяющими вид характеристики инвертора, является напряжение квантования U_{KB} , напряжение логической единицы U^1 и напряжение логического нуля U^0 . Эти параметры можно получить, численно или аналитически решив описывающие схему уравнения, связывающие вольт-амперные характеристики нагрузочных и управляющих элементов. При использовании довольно сложных характеристик аналитический подход связан со значительными трудностями, и для их решения целесообразнее пользоваться численными методами, например, с применением моделирующих программ.

Комбинируя базовые схемы, на основе МДП БИС представляется возможным реализовать устройства с самыми разнообразными функциями.

На настоящий момент разработан ряд мощных транзисторов с интегрированным в кристалле диодом сток-исток (ДМДП)- транзисторов с каналом n-типа и диапазоном рабочих напряжений от 20 до 600 В. Фактически это не транзисторы, а сложная интегральная схема, содержащая от 5 до 20 тысяч типовых ячеек. Эти ячейки имеют одинаковую структуру и соединены в кристалле прибора параллельно.

В результате такого построения обеспечивается низкое сопротивление сток-исток в открытом состоянии и большой постоянный ток стока, а так же высокая повторяемость характеристик приборов.

Транзисторы представляют собой мощные электронные ключи и предназначаются для использования:

- в источниках вторичного питания;
- в регуляторах, стабилизаторах и преобразователях с непрерывным импульсным управлением;
- в блоках питания радиоэлектронной аппаратуры;
- в схемах управления электродвигателями и т.п.

Все транзисторы характеризуются:

- низким сопротивлением исток- сток в открытом состоянии;
- возможность параллельного включения транзисторов;
- малыми токами утечки сток- исток в закрытом состоянии.

Диапазон рабочих температур транзисторов составляет от -40 до +125 °С, предельный диапазон от -65 до +125 °С [19-22].

По теории транзисторов накоплен обширный материал, выполнено большое число научных исследований, результаты которых опубликованы в периодической литературе и систематизированы в монографиях и учебниках. При этом ряд важнейших особенностей статических характеристик и параметры транзисторов, особенно полевых, остается без должного объяснения. Кроме того, эти характеристики и параметры трудно привести к тем реальным условиям, в которых действительно находится транзистор в данном устройстве. Между тем исходными данными для проектирования и расчёта топологии элементов схем ИМС являются характеристики активных элементов ИМС, т.е. транзисторов.

Накопленные знания, относящиеся к полупроводниковым интегральным микросхемам можно систематизировать следующим образом: схемотехника, технология и системная организация интегральных схем. Каждый раздел имеет различную теоретическую основу, характеризующуюся своими методами и средствами. Технология призвана воплотить схемотехнические решения в контрольные изделия в виде кристалла полупроводника. Системная организация направлена на оптимальное использование схемотехнических и конструктивно- технологических решений для создания конкретной микроэлектронной аппаратуры.

В современной микроэлектронной аппаратуре, выполняющей функции формирования, передачи, приёма, обработки и хранения информации, автоматизации и управления технологическими процессами, используются универсальные и специализированные ИМС.

Универсализация достигнута с одной стороны созданием микросхем, функции которых могут быть заданы подачей на их входы по определенной программе внешних электрических сигналов (микропроцессора), с другой стороны построением микросхем на основе базового матричного кристалла, представляющего собой матрицу некоммутированных элементов, электрические связи между которыми формируются в соответствии с назначением микросхем на этапе формирования разводки.

В следующих главах данной работы обосновываются ряд новых принципов синтеза радиотехнических устройств на основе кремниевых транзисторов.

1.3. Перспективы развития радиотехнических устройств на основе наноэлектронной элементной базы

До последнего времени прогресс в микроэлектронике - повышение функциональной сложности и быстродействия - достигался за счет уменьшения размеров элементов без изменения физических принципов их функционирования (так называемое масштабирование). При переходе к наноразмерам возникает качественно новая ситуация, когда все в большей мере проявляется волновая природа электронов, т.е. проявляются квантово-механические эффекты (размерное квантование, туннелирование, интерференция и т.п.). Другими словами, с одной стороны, квантовые эффекты ограничивают возможности дальнейшего использования традиционного масштабирования, а с другой - открывают возможности создания новых функциональных элементов, позволяют использовать принципы обработки информации, характерные для биологических объектов. Очевидно, что традиционная кремниевая технология, базирующаяся на литографии и травлении, не может обеспечить требования по размерам и разбросам, предъявляемым к нанообъектам. Здесь на передний план все больше выдвигаются наноструктуры и наноструктурированные материалы. По сути

это искусственные материалы, в которых требуемая зонная структура обеспечивается выбором веществ, из которых изготавливаются отдельные слои («зонная инженерия»), толщинами слоев («размерное квантование»), изменением связи между слоями («инженерия волновых функций»). Эти подходы к полупроводниковым наноструктурам уже сегодня позволили создать промышленные приборы: лазеры ближнего и дальнего инфра-красного (ИК) диапазона, фотоприемники, высокочастотные транзисторы с высокой подвижностью электронов, одноэлектронные транзисторы, различного рода сенсоры. Наряду с полупроводниковыми наноструктурами, о которых шла речь, все больше внимания привлекают альтернативные полупроводникам наноматериалы:

- магнитные наноструктуры;
- молекулярные наноструктуры;
- фотонные кристаллы;
- фуллереноподобные материалы;
- конструкционные наноматериалы.

Наноматериалы могут привести и уже приводят к созданию новых конструкционных материалов, сочетающих высокие прочность и пластичность, термо - и коррозионную стойкость, низкую воспламеняемость. Такие материалы необходимы при создании микро - и нанороботов, работающих в специальных условиях и средах.

В разных областях науки и техники перед нанотехнологией стоят различные задачи и цели, степень решения которых находится на разном Уровне реализации. Так, современные интегральные схемы уже сегодня содержат элементы нанометрового масштаба. Например, толщина подзатворного диэлектрика в МОП-транзисторах уже достигла величин 5 -10 нм. Латеральные размеры ИС в ближайшее время также преодолеют барьер в 100 нм. Скорее всего, вершиной развития нанотехнологии станет создание методов химической сборки органических и неорганических веществ по аналогии с тем, как это делает природа в биосистемах на протяжении многих

миллионов лет. Уже сегодня нанотехнологи либо используют структурные принципы живых систем применительно к разным соединениям, либо используют сами биосистемы для разных целей. Хотя нанотехнология преследует главную цель - создание nano-приборов, но подходы у разных исследователей весьма различны. Здесь определились два главных принципа: «сверху-вниз» и «снизу-вверх».

Принцип «сверху-вниз» - это миниатюризация традиционных микроэлектронных схем и микроэлектромеханических устройств до наноразмеров. Перспективный прогноз ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors 2002 Update) показывает, что традиционные подходы к созданию наноструктур к 2020 г. позволят лишь приблизиться к размерам 10 нм (таблица 1.1).

таблица 1.1

Перспективный прогноз ITRS

Год	2001	2004	2007	2010	2013	2016
Размер, нм	130	90	65	45	32	23

Принцип «снизу-вверх» - это создание наноприборов и наноустройств, собранных из молекул или атомов. Основной недостаток первого принципа состоит в том, что стоимость новых производственных линий, гарантирующих субнанометровое разрешение, становится препятствующим фактором, и к 2020г. этот диапазон размеров недостижим с применением существующих технологических методов. Главным недостатком второго принципа является высокая проблематичность создания желаемых компонентов на основе управляемых ансамблей из атомов, молекул и строительных блоков и отсутствие промышленных методов для серийного производства наноприборов. Возможно, баланс между этими двумя принципами приведет к положительному результату.

Эти направления в настоящее время находятся на различных стадиях становления. Так, литографические методы, использующие высоко-энергетичные излучения, в настоящее время обеспечивают размеры до 50 нм,

а в ближайшей перспективе достигнут предела 10-20 нм. Однако, это потребует развития методов «наноимпринтинга» (переноса изображения с помощью нанометровых структурированных штампов), в основном на стадии изготовления шаблонов. Кроме того, импринтинг будет использован и непосредственно для формирования топологии наноструктур. Эти методы потребуют также разработки систем точного (на нанометровом уровне) позиционирования, например на основе устройств, базирующихся на сканирующих зондовых микроскопах.

Методы создания наноструктур и наноприборов с помощью сканирующих зондовых микроскопов (зондовая нанолитография) к настоящему времени развиваются в России и за рубежом одинаковыми темпами. При этом уже достигнуты предельные значения разрешающей способности (манипулирование отдельными атомами), однако производительность остается чрезвычайно низкой, и даже прогнозируемое фирмой IBM создание в 2005 г. картриджа, содержащего 4000 зондов, не обеспечит быстродействия, соизмеримого с современными сканирующими лучевыми системами. В то же самое время известны различные технологические приемы, обеспечивающие формирование упорядоченных массивов наноструктур на большой площади. Это методы осаждения наночастиц из коллоидных растворов (искусственные опалы, массивы ианосфер из латекса, специальные методы нанесения регулярных нанодисперсных металлических структур) и электрохимические методы (пористые оксиды и полупроводники). Однако и в этой области существует ряд нерешенных проблем, главная из которых - невозможность трансляции идеального порядка на больших площадях. Как правило, размеры упорядоченных областей не превышают нескольких микрометров.

Высшим этапом развития нанотехнологии станет сборка наноструктур и-отдельных атомов и молекул. основополагающие принципы этих процессов! при создании твердотельных наноструктур были развиты в середине 1960-х годов член-корр. РАН Алесковским В.Б., метод получил

название «молекулярное наслаивание». Значительные успехи достигнуты при формировании квантово-размерных структур при эпитаксиальном наращивании полупроводников и: молекулярных пучков в сверхвысоком вакууме. Принципиально новые возможности в области создания наноструктур появились после разработки методов получения углеродных наноструктур (фуллеренов и углеродных нанотрубок). Однако все перечисленные методы характеризуются одним главным недостатком: распределение наноструктур в пространстве плохо контролируется, что приводит к образованию слоев или хаотически расположенных кластерных массивов. Поэтому данные методы пока применяются только в приборных микроструктурах. Тем не менее, они имеют одно общее свойство: образование наноструктурированного объекта стимулируется функциональными поверхностными группами или областями поверхности, управление пространственным распределением которых делает возможным создание упорядоченных ансамблей изолированных нанокристаллов с прогнозируемыми функциональными характеристиками. Скорее всего, прорыв в этой области станет возможным на основе разработанных методов нанолитографии и самоорганизации, т.е. после 2015 г.

Обычно в качестве альтернативы КМОП-приборам рассматривают резонансно-туннельные диоды (РТД) и транзисторы (RTD), одноэлектронные транзисторы (SET), сверхпроводящие приборы (RSFQ Logic) и молекулярную нано-электронику. RSFQ-технология - единственная из известных, сочетающая высокое быстродействие (более гигагерца) и рассеиваемую мощность менее 1 мкВт/затвор. Однако, стоимость и размеры систем охлаждения ограничивают разработку и широкое использование таких приборов.

Основу приборов молекулярной наноэлектроники составляют молекулярные кластеры или отдельные молекулы. Теоретические оценки показывают, что устройства молекулярной электроники будут превосходить ожидаемые кремниевые аналоги по плотности элементов и рассеиваемой

мощности, но уступать по быстродействию. К сожалению, сегодня имеется слишком мало экспериментальных результатов для серьезных оценок.

Хотя одноэлектронные транзисторы давно привлекают внимание исследователей, они не могут составить конкуренцию КМОП-приборам в схемах большой интеграции из-за недопустимого разброса параметров, необходимости использования низких ($< 77\text{K}$) температур, специальной архитектуры. В то же время эти приборы уже находят свою нишу как превосходные сенсоры.

Резонансно-туннельные и гетероструктурные приборы уже прочно завоевали нишу сверхбыстрых переключателей, смесителей, цифровых сигнальных процессоров АЦП и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), т.е. там, где «Отношение стоимость/функция не является определяющим. Но для исследования РТД в схемах большой интеграции (по мнению большинства специалистов) требуются еще значительные усилия.

В последние несколько лет все большее внимание уделяется вакуумной нанoeлектронике, использующей автоэмиссионные свойства углеродных нанотрубок. Вначале усилия были направлены на их применение в плоских экранах, однако теперь появились сообщения об их использовании в наноприборах - аналогах вакуумных ламп. При этом разработана планарная конструкция, позволяющая реализовать большую степень интеграции. Оценки показывают, что при нормах проектирования 20 нм плотность элементов в ЗУ может достигать 10^{11} -Ю см^2 . Большое быстродействие (до гигагерца), широкий диапазон температур ($>300^\circ\text{C}$) и ожидаемая стойкость к спецвоздействиям открывают широкую дорогу этим приборам для двойного применения [23-32].

1.4. Постановка задачи

Связь фото - вольтаического эффекта (ФВЭ) в солнечных элементах (СЭ) с инжекционно - вольтаическим (ИВ) эффектом (ИВЭ) в многослойных полупроводниковых р-п структурах теоретически исследована и показаны перспективы создания сильноточной и низковольтной (напряжение питания порядка контактной разности потенциалов) элементной базы устройств телекоммуникации. В связи с этим возникает настоятельная необходимость экспериментального изучения возможности создания электронных переключающих ячеек (электронных ключей) – базовых цифровых схем, используя инжекционно-вольтаический режим (ИВР) работы биполярного транзистора. Это позволит выяснить возможность создания цифровых схем, адаптированных для работы с переключаемыми уровнями напряжения порядка контактной разности потенциалов полупроводников, которые используются в биполярных транзисторах (например, кремний). Такая задача является актуальной в связи с существующей тенденцией снижения напряжения логических уровней в современной цифровой технике до значений 1 В и менее для уменьшения потребляемой (и рассеиваемой электронной схемой в виде тепла) электрической мощности.

Глава 2

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМ НА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

2.1. Математическое моделирование электронных ключей на биполярных транзисторах

Для нахождения зависимости X и Y необходимо приравнять коллекторные токи транзисторов $VT1$ и $VT2$ и решив полученное уравнение найти точки передаточной характеристики.

В качестве модели транзистора выбираем модель Эберса-Молла биполярного транзистора [20].

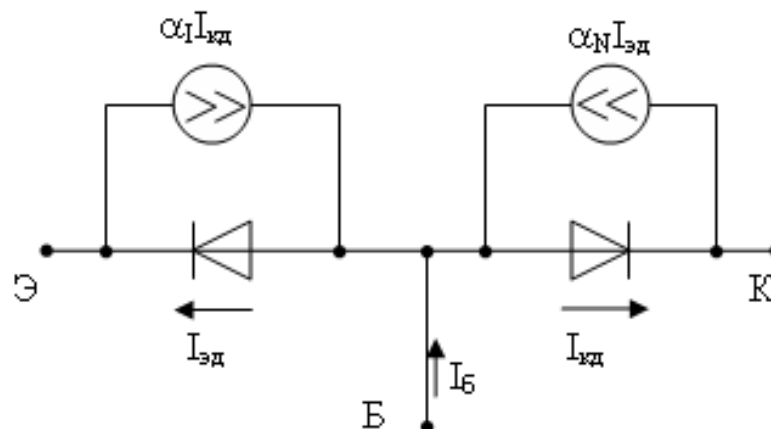


Рис. 2.1. Модель Эберса-Молла биполярного транзистора

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{ЭД}} - \alpha I_{\text{КД}}, \quad I_{\text{К}} = \alpha_N I_{\text{ЭД}} - I_{\text{КД}}, \quad I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}$$

Токи $I_{\text{К}}$ и $I_{\text{Э}}$ определяются выражениями:

$$I_{\text{ЭД}} = I_{\text{Э0}} (e^{b_{\text{Э}} U_{\text{ЭБ}}} - 1)$$

(2.1)

$$I_{KD} = I_{K0} (e^{b_K U_{KB}} - 1)$$

Подставляя выражения для I_{KD} и $I_{ЭД}$ получаем для I_{K1} :

$$I_{K1} = \alpha_{N1} I_{ЭД} - I_{KD} = \alpha_{N1} \cdot I_{Э01} (e^{b_{Э1} U_{ЭБ1}} - 1) - I_{K01} (e^{b_{K1} U_{KB1}} - 1)$$

Произведение $b_{K1} U_{KB1}$ имеет отрицательное значение, а следовательно, можно принять для $(e^{b_{K1} U_{KB1}} - 1) = -1$.

Тогда для тока I_{K1} получаем выражение:

$$I_{K1} = \alpha_{N1} \cdot I_{Э01} (e^{b_{Э1} U_{ЭБ1}} - 1) + I_{K01} \quad (2.2)$$

Ток коллектора I_{K2} для транзистора VT2 будет определяться выражением:

$$I_{K2} = \alpha_{N2} \cdot I_{Э02} (e^{b_{Э2} U_{ЭБ2}} - 1) - I_{K02} (e^{b_{K2} U_{KB2}} - 1)$$

Поскольку напряжение $U_{ЭБ2} = E_{П} - U_{ЭБ1} = E_{П} - X$, то получаем следующее выражение:

$$I_{K2} = \alpha_{N2} \cdot I_{Э02} (e^{b_{Э2} (E_{П} - X)} - 1) - I_{K02} (e^{b_{K2} U_{KB2}} - 1) \quad (2.3)$$

Приравнивая выражения (2.2) и (2.3) между собой ($I_{K1} = I_{K2}$), и заменяя $U_{ЭБ1} = X$ получаем:

$$\alpha_{N1} \cdot I_{Э01} (e^{b_{Э1} X} - 1) + I_{K01} = \alpha_{N2} \cdot I_{Э02} (e^{b_{Э2} (E_{П} - X)} - 1) - I_{K02} (e^{b_{K2} U_{KB2}} - 1)$$

Отсюда находим выражение, определяющее значение напряжения U_{KB2} :

$$U_{KB2} = \frac{1}{b_{K2}} \left[\ln \left(\frac{\alpha_{N2} \cdot I_{Э02} (e^{b_{Э2} (E_{П} - X)} - 1) - \alpha_{N1} \cdot I_{Э01} (e^{b_{Э1} X} - 1) - I_{K01}}{I_{K02}} + 1 \right) \right] \quad (2.4)$$

Затем, находим зависимость X от Y подставляя полученные значения U_{KB2} в выражение $Y = X + U_{KB2}$.

Рассчитаем значения Y для области 2 передаточной характеристики КБТ соответствующей значениям X в пределах от $E_{II}/2$ до E_{II} (логической 1). В этом случае транзистор VT1 работает в активном режиме (открытое состояние), а транзистор VT2 в режиме отсечки (запертое состояние). Зависимости тока коллектора I_K от напряжения U_{KB} (выходные характеристики) для транзисторов VT1 и VT2 соответственно приведены на следующем рисунке:

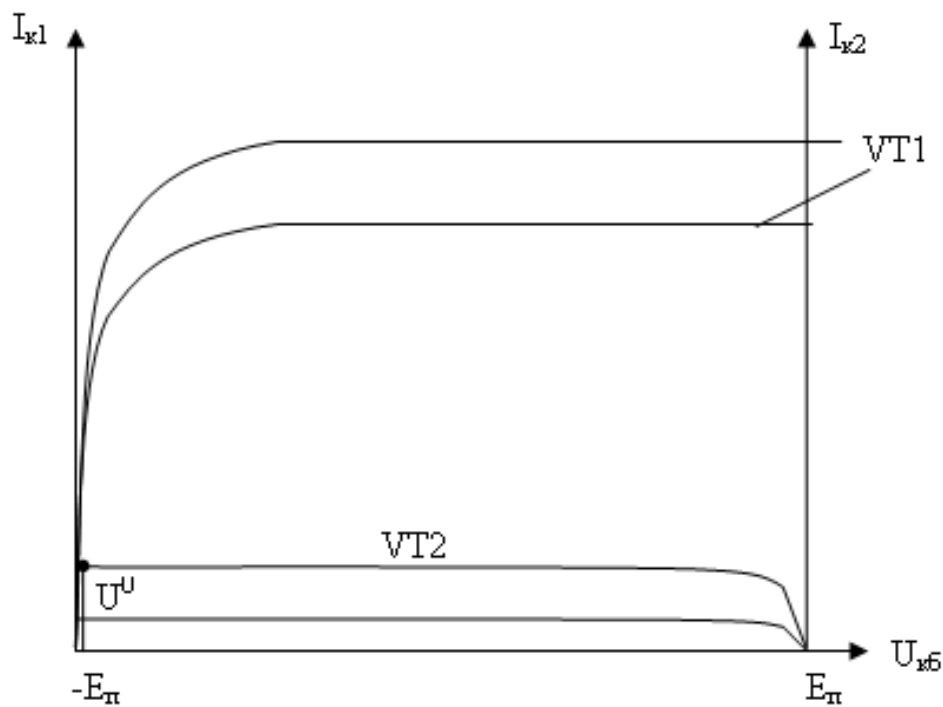


Рис. 2.4. Выходные характеристики транзисторов VT1 и VT2

Для нахождения зависимости X и Y необходимо приравнять эмиттерные токи транзисторов VT1 и VT2 и решив полученное уравнение найти точки передаточной характеристики.

Как уже было показано токи согласно модели Эберса-Молла биполярного транзистора определяются:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{ЭД}} - \alpha_I I_{\text{КД}}, \quad I_{\text{К}} = \alpha_N I_{\text{ЭД}} - I_{\text{КД}}, \quad I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}$$

Токи $I_{\text{К}}$ и $I_{\text{Э}}$ определяются выражениями:

$$I_{\text{ЭД}} = I_{\text{Э0}} (e^{b_{\text{Э}} U_{\text{ЭБ}}} - 1)$$

$$I_{\text{КД}} = I_{\text{К0}} (e^{b_{\text{К}} U_{\text{КБ}}} - 1)$$

Подставляя выражения для $I_{\text{КД}}$ и $I_{\text{ЭД}}$ получаем для тока эмиттера транзистора VT1 $I_{\text{Э1}}$:

$$I_{\text{Э1}} = I_{\text{ЭД1}} - \alpha_{I1} I_{\text{КД1}} = I_{\text{Э01}} (e^{b_{\text{Э1}} U_{\text{ЭБ1}}} - 1) - \alpha_{I1} \cdot I_{\text{К01}} (e^{b_{\text{К1}} U_{\text{КБ1}}} - 1) \approx$$

$$\approx I_{\text{Э01}} \cdot e^{b_{\text{Э1}} U_{\text{ЭБ1}}} - \alpha_{I1} \cdot I_{\text{К01}} \cdot e^{b_{\text{К1}} U_{\text{КБ1}}} \quad (2.5)$$

Ток эмиттера $I_{\text{Э2}}$ для транзистора VT2 будет определяться выражением:

$$I_{\text{Э2}} = I_{\text{Э02}} (e^{b_{\text{Э2}} U_{\text{ЭБ2}}} - 1) - \alpha_{I1} \cdot I_{\text{К02}} (e^{b_{\text{К2}} U_{\text{КБ2}}} - 1) \approx$$

$$\approx I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}} U_{\text{ЭБ2}}} = I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}} (E_{\text{П}} - X)} \quad (2.6)$$

поскольку напряжение $U_{\text{ЭБ2}} = E_{\text{П}} - U_{\text{ЭБ1}} = E_{\text{П}} - X$.

Приравнивая выражения (2.5) и (2.6) между собой ($I_{\text{Э1}} = I_{\text{Э2}}$), и заменяя, $U_{\text{ЭБ1}} = X$ получаем:

$$I_{\text{Э01}} \cdot e^{b_{\text{Э1}} X} - \alpha_{I1} \cdot I_{\text{К01}} \cdot e^{b_{\text{К1}} U_{\text{КБ1}}} = I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}} (E_{\text{П}} - X)}$$

Отсюда находим выражение, определяющее значение напряжения $U_{\text{КБ1}}$:

$$U_{\text{КБ1}} = \frac{1}{b_{\text{К1}}} \left[\ln \left(\frac{I_{\text{Э01}} \cdot e^{b_{\text{Э1}} X} - I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}} (E_{\text{П}} - X)}}{\alpha_{I1} \cdot I_{\text{К01}}} \right) \right] \quad (2.7)$$

Затем находим, зависимость X от Y подставляя полученные значения $U_{КБ1}$ в выражение:

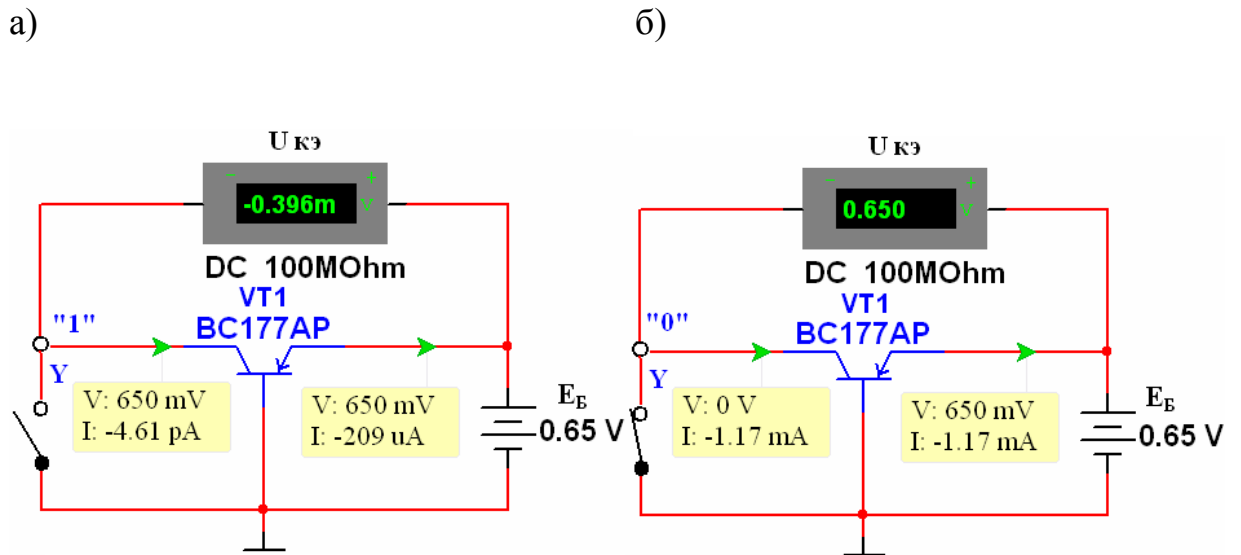
$$Y = X - U_{КБ1} \quad (2.8)$$

2.2. Компьютерное моделирование электронных ключей на биполярных транзисторах

Связь фото - вольтаического эффекта (ФВЭ) в солнечных элементах (СЭ) с инжекционно - вольтаическим (ИВ) эффектом (ИВЭ) в многослойных полупроводниковых р-п структурах теоретически исследована и показаны перспективы создания сильноточной и низковольтной (напряжение питания порядка контактной разности потенциалов) элементной базы устройств электроники. В связи с этим возникает настоятельная необходимость экспериментального изучения возможности создания электронных переключающих ячеек (электронных ключей) – основы цифровых электронных устройств, используя инжекционно-вольтаический режим (ИВР) работы биполярного транзистора. Это позволит выяснить возможность создания цифровых схем, адаптированных для работы с переключаемыми уровнями напряжения порядка контактной разности потенциалов полупроводников, которые используется в биполярных транзисторах (например, кремний). Такая задача является актуальной в связи с существующей тенденцией снижения напряжения логических уровней в современной цифровой технике до значений 1 В и менее для уменьшения потребляемой (и рассеиваемой электронной схемой в виде тепла) электрической мощности.

В работе использованы маломощные кремниевые биполярные транзисторы (БТ) ВС107ВР (*n-p-n* - структура), ВС177АР (*p-n-p* - структура) и близкие к ним по параметрам транзисторы КТ 315 (*n-p-n*) и КТ 361 (*p-n-p*).

Было произведено моделирование работы БТ в ИВР (моделирующая программа Multisim 10.1 компании National Instruments). Результаты моделирования представлены на рис. 2.5 - 2.7.



в)

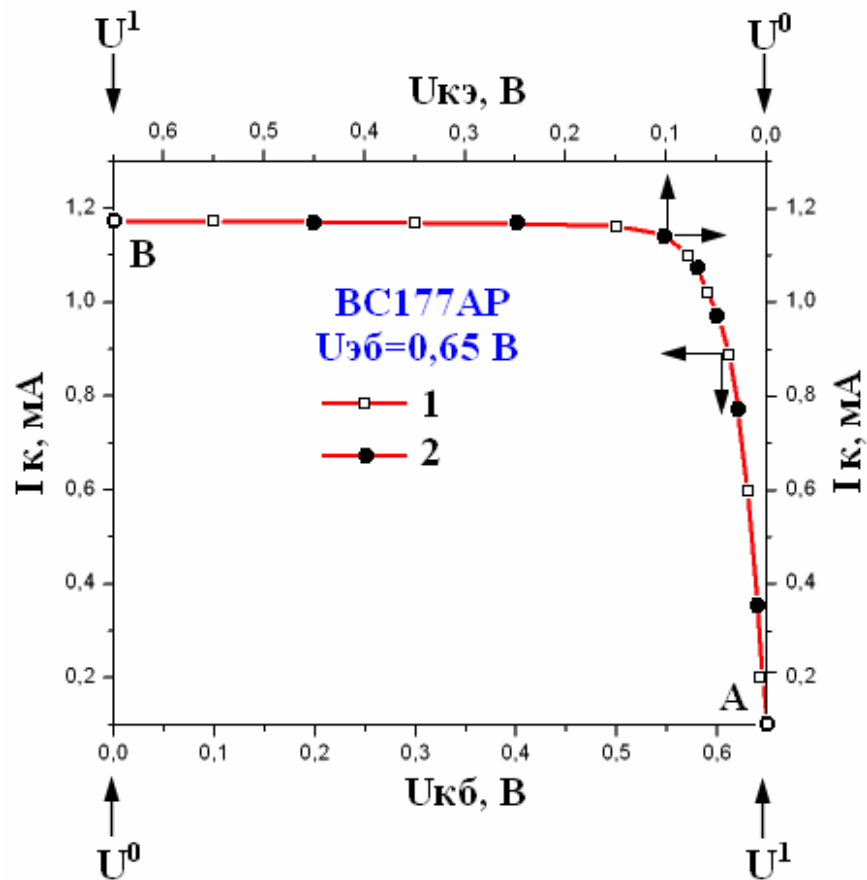


Рис.2.5. Инжекционно-вольтаический режим БТ: состояние холостого хода (а), короткого замыкания (б) и нагрузочная ВАХ (в)

Два различающиеся состояния БТ, включенного по схеме с ОБ и работающего в ИВР при $E_B = 0,65$ В представлены на рис. 2.6, а и б:

- в разомкнутом состоянии ключа (рис. 2.6, а), при подаче на эмиттерный переход питающего напряжения $E_B = 0,65$ В, в коллекторном переходе (точка Y) генерируется напряжение $U_{ИВ.ЭДС} = 650$ мВ, соответствующее высокому уровню (логической единице U^1). При этом напряжение $U_{КЭ} = -0,396$ мВ, соответствует низкому уровню (логическому нулю U^0). Данное состояние транзистора отображено на рис. 2.6, в и соответствует точке А двух совмещенных ВАХ, где кривая 1 представляет нагрузочную ВАХ БТ в ИВР [$I_K = f(U_{КБ})$], а кривая 2 - выходную характеристику БТ в схеме с ОЭ [$I_K = f(U_{КЭ})$].

- в замкнутом состоянии ключа (рис. 2.6, б) при подаче на эмиттерный переход напряжения питания $E_B = 0,65$ В, в коллекторном переходе (точка Y) напряжение $U_{КБ} = 0$, обеспечивается низкий уровень, соответствующий логическому нулю U^0 . При этом напряжение $U_{КЭ} = 650$ мВ соответствует высокому уровню (логической единице U^1). Это состояние транзистора отображается точкой В в совмещенных ВАХ (рис. 2.6, в).

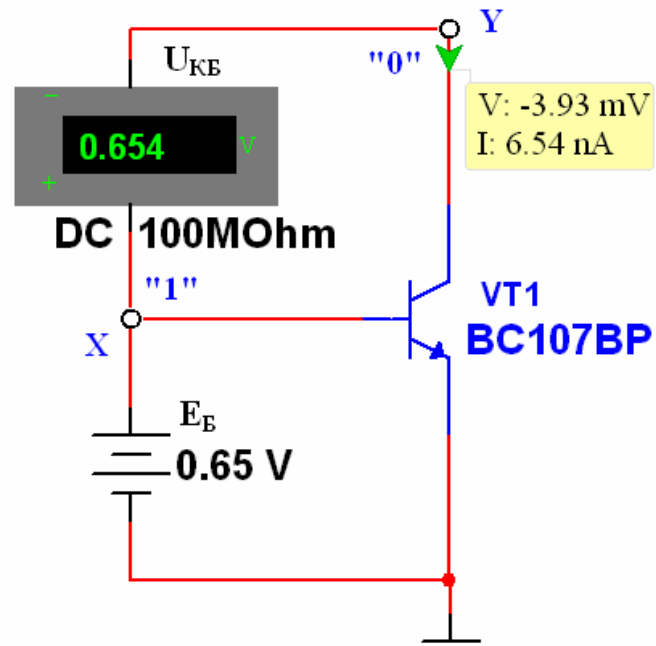
В указанных схемах ключ можно заменить электронным ключом на основе БТ, также работающим в ИВР (рис. 2.6 – 2.7).

Схема электронного ключа приведена на рис. 2.6, а. Электронный ключ управляется подачей напряжения на база-эмиттер (вход X). Если управляющее напряжение соответствует логической единице (0.65 В), то этот электронный ключ (рис. 2.6, а) находится в открытом состоянии, ИВ ЭДС коллектор - база (напряжение холостого хода) равно (-0.654) В, напряжение коллектор – эмиттер (напряжение на выходе ключа Y) составляет (-3.93) мВ соответствует низкому уровню (логическому нулю U^0).

ИВ ЭДС определяется выражением [2]:

$$U_{ИВ.ЭДС} = U_{ЭБ} \left[(A_K / A_Э) + (A_K kT / qU_{ЭБ}) \ln(\alpha_N I_{Э0} / I_{К0}) \right]. \quad (2.9)$$

а)



б)

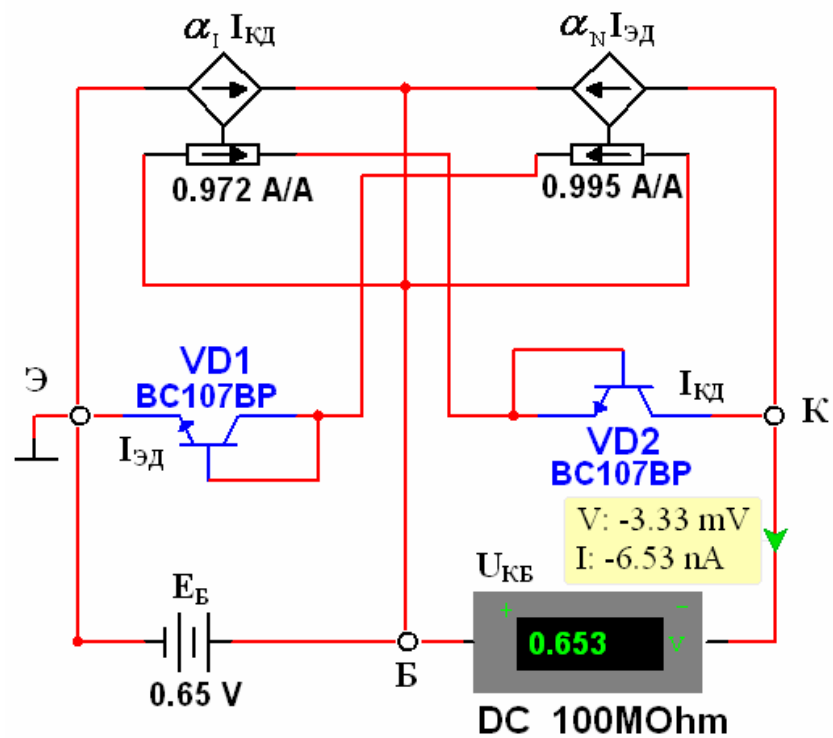
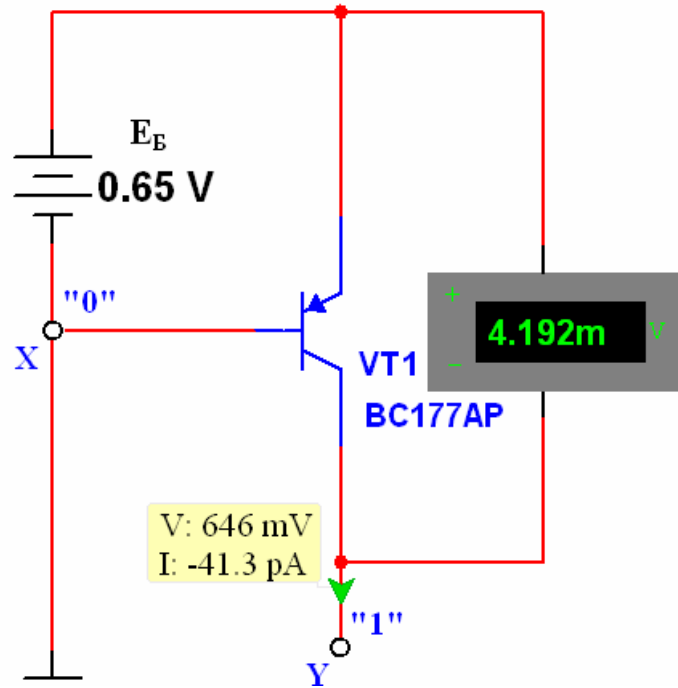


Рис.2.6. Электронный ключ на *n-p-n* БТ BC107BP в ИВР в открытом состоянии (а) и его моделирование по Эберсу –Моллу (б).

a)



б)

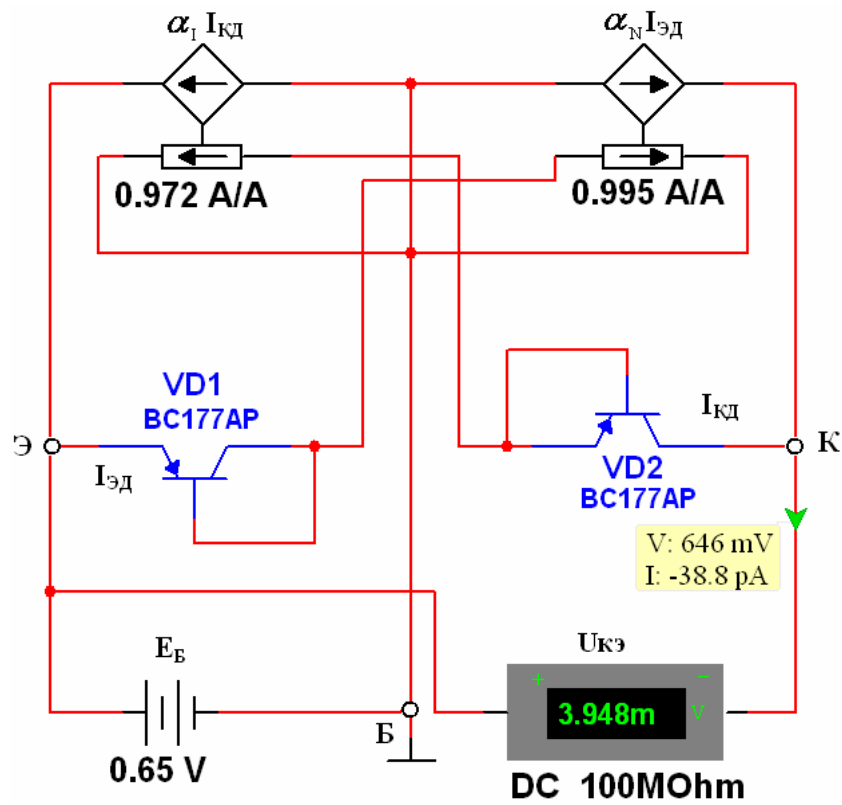


Рис.2.7. Электронный ключ на *p-n-p* БТ BC177AP в ИВР в открытом состоянии (а) и его моделирование по Эберсу-Моллу (б).

На рис. 2.6, б и 2.7, б представлена схема, реализующая имитацию по этой формуле согласно модели Эберса-Молла. Имеет место хорошее совпадение теоретического расчета и результатов моделирования электронного ключа (рис. 2.6, а и 2.7, а).

2.3. Инвертор на биполярных транзисторах с динамической нагрузкой

Для того, что бы создать инвертор на базе электронного ключа, совместим схемы рис. 2.5 и рис. 2.6, а. При этом оба транзистора находятся в ИВР. Транзистор VT2 представляет динамическую нагрузку для транзистора VT1 [33-35].

При подаче на вход X (база VT1) инвертора сигнала, соответствующего низкому уровню (логическому нулю U^0) рис. 2.8, а, на выходе Y (коллектор VT1) формируется высокий уровень напряжения, соответствующий логической единице U^1 . При этом транзистор VT1 закрыт, имеет высокое внутреннее сопротивление, а транзистор VT2 оказывается в режиме холостого хода.

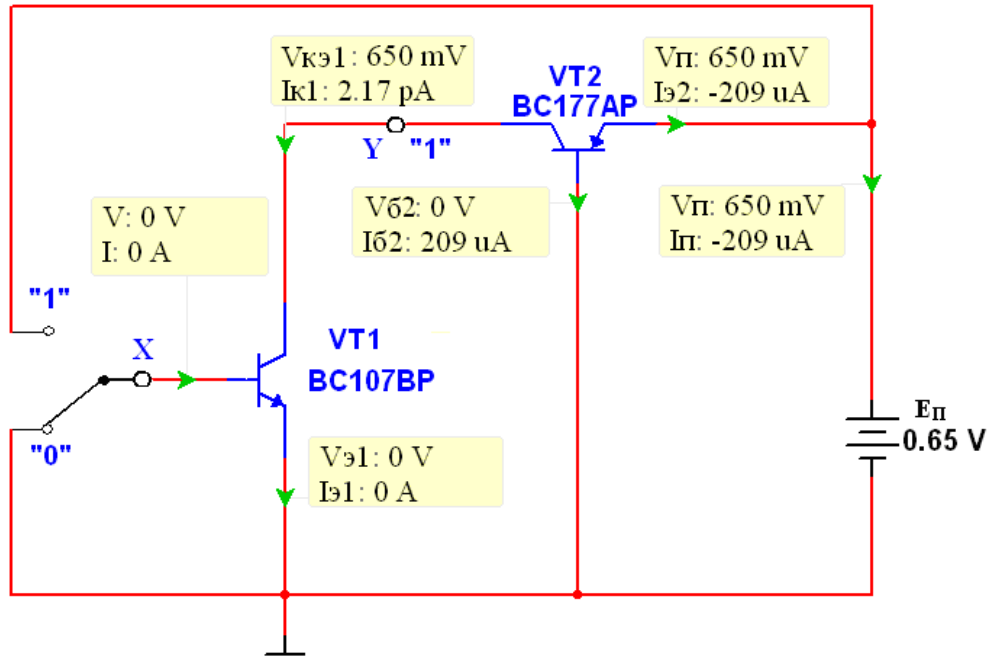
При подаче на вход X (база VT1) инвертора уровня напряжения соответствующего логической единице (рис. 2.8, б), на выходе Y (коллектор VT1) формируется низкий уровень напряжения, соответствующий логическому нулю. При этом VT1 открыт, имеет низкое внутреннее сопротивление, а VT2 оказывается в режиме короткого замыкания и в его коллекторной цепи протекает ток обусловленный инжекционно – вольтаическим эффектом.

Отношение крутизны характеристик транзисторов VT1/VT2 определяется отношением абсолютных значений токов насыщений этих транзисторов. При напряжении квантования, равной $E_{II}/2$ можно получить симметричную передаточную характеристику инвертора. В этом случае должно выполняться условие:

$$I_{01} / I_{02} = S_{\varepsilon 1} / S_{\varepsilon 2} = \exp[(b_{\varepsilon 2} - 0.5b_{\varepsilon 1})E_{II}] \quad (2.10)$$

При $b_{\varepsilon 2}=b_{\varepsilon 1}=31 \text{ В}^{-1}$, $E_{II}=0,72 \text{ В}$ отношение площадей эмиттеров этих транзисторов составляет $S_{\varepsilon 1}/S_{\varepsilon 2}=I_{01}/I_{02}=70263$.

а)



б)

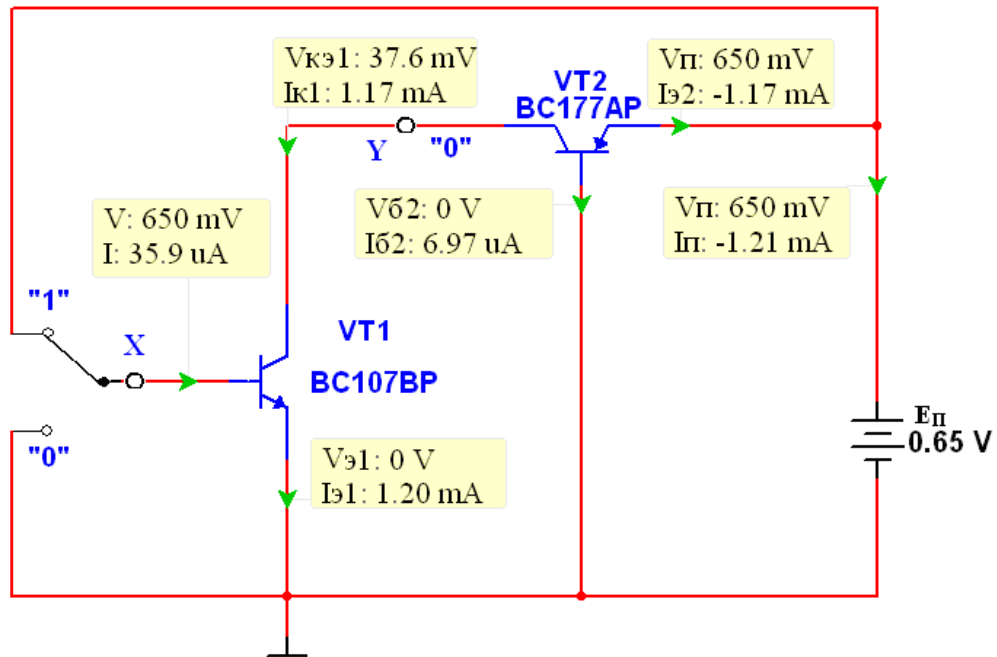


Рис.2.8. Инвертор на БТ в ИВР с динамической нагрузкой при подаче на вход логического нуля (а) и единицы (б).

При значении напряжения квантования равной $E_{II} - 4AkT/q$, получаем несимметричную передаточную характеристику (рис. 2.9, кривая 1) типа инвертора интегрально-инжекционной логики (И²Л) [3]. В этом случае должно выполняться условие:

$$I_{01} / I_{02} = \exp[(b_{\varepsilon 0} - b_{\varepsilon 1})E_{II} + b_{\varepsilon 1}(4AkT / q)] \quad (2.11)$$

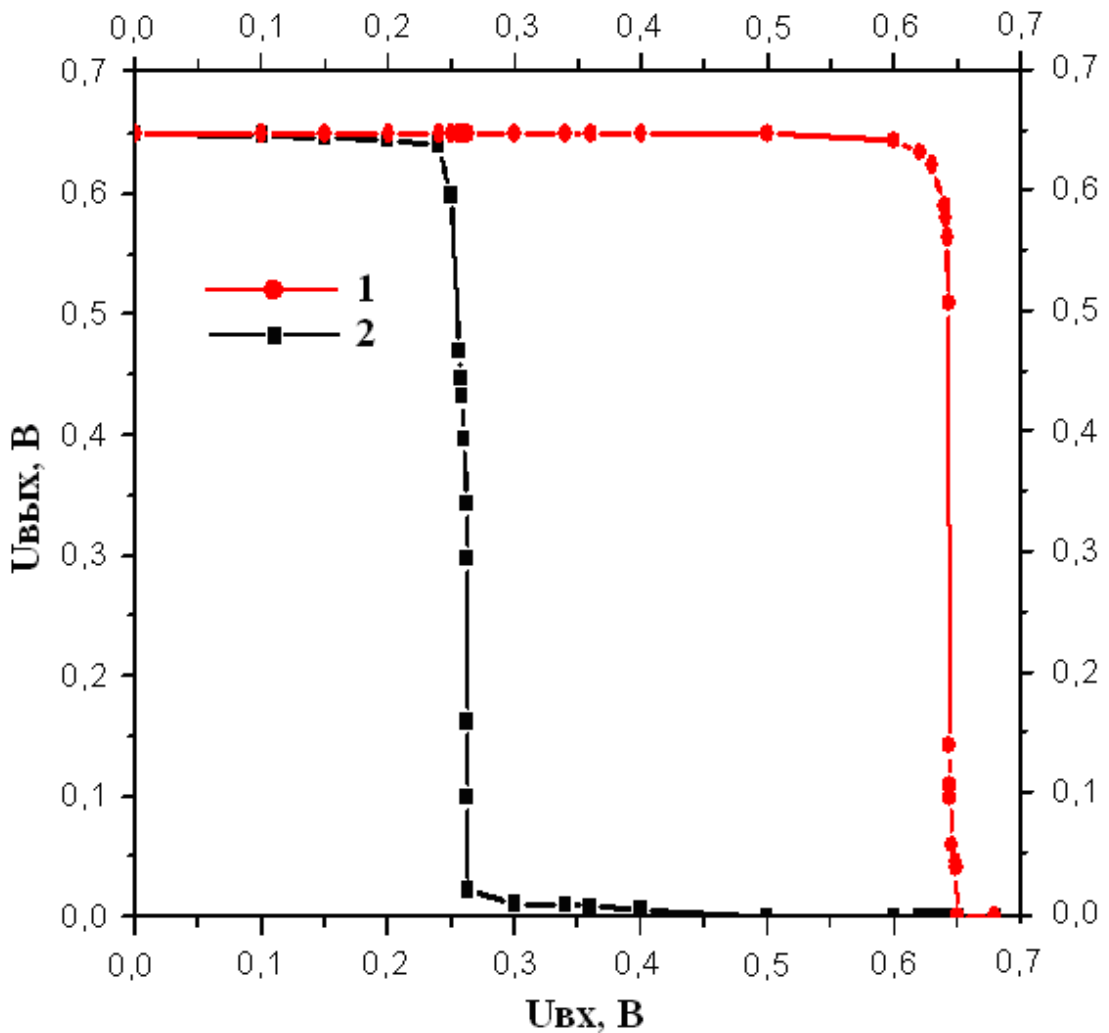


Рис. 2.9. Передаточные амплитудные характеристики инверторов:
с динамической нагрузкой (кривая 1) и на КБТ (кривая 2).

Недостатком данной схемы является потребление электрической мощности источника $E_{П}$ в статическом режиме при логической единице на входе X .

Этот недостаток можно устранить в схеме инвертора на комплементарных БТ (КБТ), показанном на рис. 2.6. Здесь два ключа на разнотипных БТ в ИВР соединены последовательно.

2.4. Инвертор на комплементарных биполярных транзисторах

Инвертор КБТ может быть использован в дискретной и интегральной схемотехнике, информационных и радиотехнических системах.

Известны инверторы на биполярных транзисторах [55-59]. Основными недостатками инверторов являются малое быстродействие, громоздкость, большая потребляемая мощность при переключении и большое напряжение питания. Кроме того, инвертор содержит высокоомный резистор, который сложно технологически реализовать в интегральных микросхемах (ИМС). Сложность реализации высокоомных резисторов, вынуждает расположить отдельный резистор рядом с ИМС, нарушает температурный режим работы ИМС, снижает степень интеграции ИМС.

Известен также инвертор на основе схемы И²Л (интегрально-инжекционной логики) [57, 60-65]. Инвертор выполнен на основе р-п-р и п-р-п биполярных транзисторных структур и относится к классу насыщенных логических схем.

Основными недостатками инвертора на основе И²Л является то, что он обязательно содержит инжектор на р-п-р транзисторе, который потребляет мощность

$$P_{ИНЖ} = I_{ИНЖ} E_{П}, \quad (2.12)$$

где $I_{ИНЖ}$ ток инжектора, $E_{П}$ - величина напряжения питания. Эта мощность рассеивается на резисторе и на транзисторах, что приводит к нагреву ИМС.

Для функционирования инвертора в схему обязательно должен быть подключен источник напряжения через резистор. Этот резистор преобразует источник напряжения в источник тока и выносится за ИМС для того, чтобы обеспечить ее температурную стабильность. В отсутствие резистора схема становится неуправляемой при изменении температуры или величины напряжения питания.

Протекание тока инжектора $I_{ИНЖ}$ существенно ограничивает быстродействие И²Л инвертора, которое характеризуется энергией переключения

$$W_{\tau} = P_{П.СР} \tau_{ЗДР.СР}, \quad (2.13)$$

$$P_{П.СР} = E_{П} I_{ИНЖ}, \quad (2.14)$$

где $P_{П.СР}$ - средняя потребляемая мощность за время переключения инвертора, $\tau_{ЗДР.СР}$ - среднее время задержки распространения сигнала.

Следовательно, средняя потребляемая мощность инвертора ограничивает его быстродействие при заданной энергии переключения. Средняя потребляемая мощность определяется величиной тока инжектора. Инвертор на И²Л относится к классу насыщенных логических схем, поэтому в нем не удастся снизить значение тока инжектора.

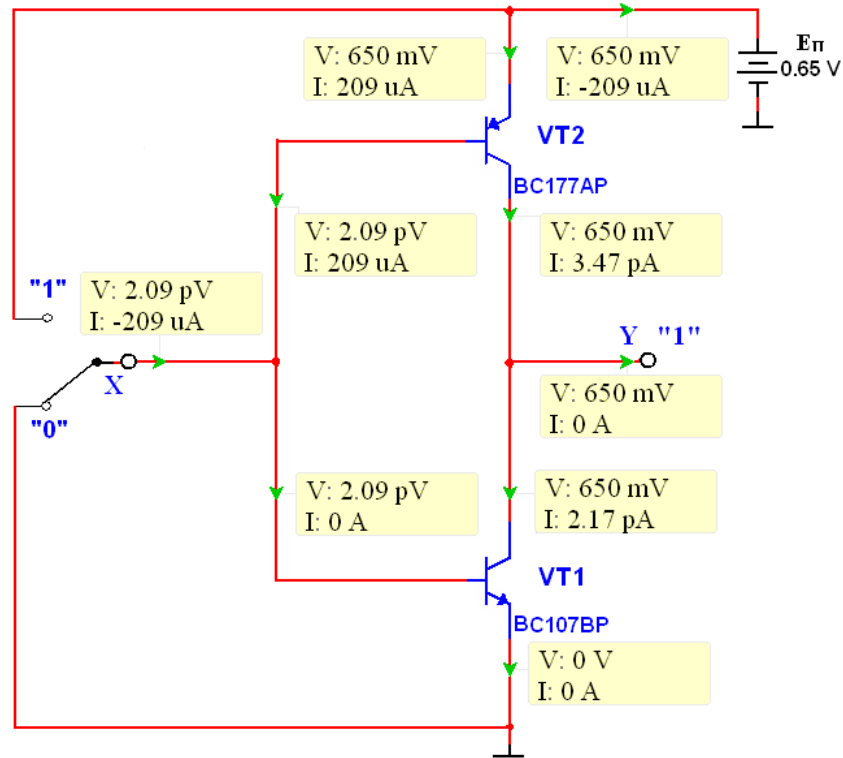
Можно уменьшить потребляемую мощность за время переключения и снизить величину напряжения питания. В известном инверторе содержащем электрически соединенные между собой р-п-р и многоколлекторный п-р-п транзисторы, общую шину, к которой подключен эмиттер п-р-п транзистора, вход и выходы, а также внешний источник питания р-п-р транзистор выполнен многоколлекторным, его эмиттерный электрод соединен положительному полюсом источника питания с величиной напряжения не более E_g/q (E_g - ширина запрещенной зоны полупроводника из которого выполнен транзистор, q - заряд электрона), между собой соединены базовые электроды транзисторов, а также коллекторные электроды транзисторов

образуя соответственно вход и выходы инвертора. Предложенное соединение двух разнотипных многоколлекторных транзисторов позволяет уменьшить потребляемый ток и величину напряжения питания за счет одновременного использования режимов отсечки и насыщения в биполярных транзисторах.

Если на вход КБТ инвертора подается сигнал соответствующий логической "1", равный по величине напряжению источника питания ($+E_{II}$) то напряжение эмиттер-база n-p-n многоколлекторного транзистора равно величине E_{II} , а напряжение эмиттер-база p-n-p транзистора равно нулю. При этом n-p-n транзистор работает в режиме насыщения, а p-n-p транзистор работает в режиме отсечки. В режиме отсечки сопротивление между электродами коллектор-эмиттер очень высокое (практически определяется током утечки коллекторного перехода), а напряжение коллектор-эмиттер n-p-n транзистора близко к нулю.

Передаточная амплитудная характеристика инвертора на КБТ имеет почти симметричную передаточную характеристику с узкой областью переключения (рис. 2.9, кривая 2).

a)



б)

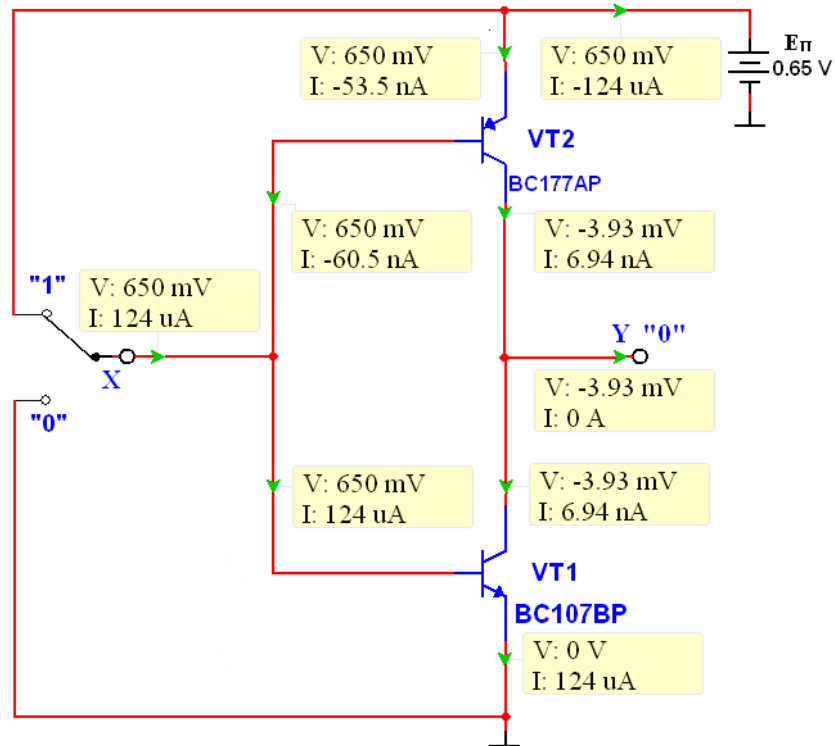


Рис. 2.10. Инвертор на КБТ в ИВР при подаче на вход логического нуля (а) и единицы (б).

2.5. Исследование передаточной характеристики инвертора на комплементарных биполярных транзисторах

Для расчетов будем использовать следующие значения для параметров биполярных транзисторов VT1 и VT2:

$$E_{\Pi} = 0,7 \text{ В}$$

$$b_{K1} = 39,5 \text{ В}^{-1}; \quad \alpha_{N1} = 0,99; \quad I_{\text{Э01}} = 10^{-10} \text{ мА};$$

$$b_{K2} = 39 \text{ В}^{-1}; \quad \alpha_{N2} = 0,987; \quad I_{\text{Э02}} = 5 \cdot 10^{-10} \text{ мА};$$

$$b_{\text{Э1}} = 40 \text{ В}^{-1}; \quad \alpha_{\text{П1}} = 0,82; \quad I_{K01} = 7 \cdot 10^{-10} \text{ мА};$$

$$b_{\text{Э2}} = 38,5 \text{ В}^{-1}; \quad \alpha_{\text{П2}} = 0,81; \quad I_{K02} = 8 \cdot 10^{-10} \text{ мА}.$$

На передаточной характеристике инвертора (рис. 2.9) можно отметить точку K , которую называют точкой квантования. В этой точке напряжение на выходе Y_K равно напряжению на входе X_K и это напряжение U_K называют напряжением квантования.

Найдем значение точки K . Для этого, воспользуемся выражениями (2.7) и (9.8) и приравняем X и Y :

$$X = X - U_{KB1}$$

Следовательно, нужно решить уравнение $U_{KB1} = 0$

Приравняем выражение (3.7) к нулю:

$$\frac{1}{b_{K1}} \left[\ln \left(\frac{I_{\text{Э01}} \cdot e^{b_{\text{Э1}}X} - I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi} - X)}}{\alpha_{\text{П1}} \cdot I_{K01}} \right) \right] = 0$$

Отсюда получаем следующее выражение:

$$I_{\text{Э01}} \cdot e^{b_{\text{Э1}}X} - I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi} - X)} = \alpha_{\text{П1}} \cdot I_{K01}$$

Пренебрегая значением, $\alpha_{11} \cdot I_{K01}$ получаем выражение:

$$I_{\text{Э01}} \cdot e^{b_{\text{Э1}}X} = I_{\text{Э02}} \cdot e^{b_{\text{Э2}}(E_{\text{П}}-X)}$$

Произведя логарифмирование обеих частей равенства, по основанию e получим, значение для X :

$$X_K = \frac{\ln \frac{I_{\text{Э01}}}{I_{\text{Э02}}} - b_{\text{Э2}} \cdot E_{\text{П}}}{b_{\text{Э1}} + b_{\text{Э2}}} \quad (2.15)$$

Подставляя исходные данные, получаем: $X_K = 0,363814 \text{ В}$.

Как видим напряжение квантования равно $U_K = 0,363814 \text{ В}$. Асимптотический уровень логической единицы $U_{\text{Л}}^1 \approx 7 \text{ В}$. Асимптотический уровень логического нуля $U_{\text{Л}}^0 = 0,03876 \text{ В}$. Логический перепад $U_{\text{Л}}^1 - U_{\text{Л}}^0 = 0,6433 \text{ В}$. Помехозащищенность логического нуля $U_{\text{ПОМ}}^0 = U_K - U_{\text{Л}}^0 = 0,32506 \text{ В}$. Помехозащищенность логической единицы $U_{\text{ПОМ}}^1 = U_{\text{Л}}^1 - U_K = 0,31825 \text{ В}$.

На передаточной характеристике инвертора можно выделить две существенные точки – это C и D (рис. 2.9). В этих точках коэффициент усиления по напряжению в режиме переключения равен 1. Таким образом, точки C и D являются крайними границами квазистойчивых областей инвертора. Значения абсцисс точек C и D определяют помехозащищенность в тех логических элементах, в которых используется обратная связь (например, в триггерах на основе инверторов). В таких элементах помехозащищенность логического нуля, например, будет равна разности $X_C - U_{\text{Л}}^0$, а не разности $X_K - U_{\text{Л}}^0$, как в инверторе. Соответственно, помехозащищенность логической единицы будет равна $U_{\text{Л}}^1 - X_D$, а не $U_{\text{Л}}^1 - U_K$. Нетрудно получить уравнения, определяющие координаты точек C и D .

Дифференцируя выражение по X и считая $\frac{\partial Y}{\partial X} = -1$, получаем:

$$\frac{\partial Y}{\partial X} = 1 + \frac{\partial U_{KB2}}{\partial X} = -1, \text{ откуда получаем } \frac{\partial U_{KB2}}{\partial X} = -2$$

Воспользовавшись выражением получаем:

$$\frac{\partial U_{KB2}}{\partial X} = -\frac{1}{b_{K2}} \left(\frac{\alpha_{N2} \cdot I_{\text{Э02}} \cdot b_{\text{Э2}} \cdot e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi}-X)} - \alpha_{N1} \cdot I_{\text{Э01}} \cdot b_{\text{Э1}} \cdot e^{b_{\text{Э1}}X}}{\alpha_{N2} \cdot I_{\text{Э02}}(e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi}-X)} - 1) - \alpha_{N1} \cdot I_{\text{Э01}}(e^{b_{\text{Э1}}X} - 1) - I_{K01} + I_{K02}} \right) = -2$$

Принимая значения $I_{K01} \approx I_{K02}$, $(e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi}-X)} - 1) \approx e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi}-X)}$,

$(e^{b_{\text{Э1}}X} - 1) \approx e^{b_{\text{Э1}}X}$ получаем следующее выражение:

$$e^{b_{\text{Э2}}(E_{\Pi}-X)} \cdot \alpha_{N2} \cdot I_{\text{Э02}} \cdot (2 \cdot b_{K2} - b_{\text{Э2}}) = e^{b_{\text{Э1}}X} \cdot \alpha_{N1} \cdot I_{\text{Э01}} (2 \cdot b_{K2} + b_{\text{Э1}})$$

Произведя логарифмирование обеих частей равенства по основанию e получим, значение для X_C :

$$X_C = \frac{b_{\text{Э2}} \cdot E_n - \ln \left(\frac{\alpha_{N1} \cdot I_{\text{Э01}} (2 \cdot b_{K2} + b_{\text{Э1}})}{\alpha_{N2} \cdot I_{\text{Э02}} (2 \cdot b_{K2} - b_{\text{Э2}})} \right)}{b_{\text{Э2}} + b_{\text{Э1}}} \quad (2.16)$$

Согласно (3.10), $X_C = 0,349835 \text{ В}$

Таким же путем получим уравнение, определяющее абсциссу точки D .

$$X_D = \frac{b_{\text{Э2}} \cdot E_{\Pi} + \ln \left(\frac{I_{\text{Э02}} (b_{\text{Э2}} + 2 \cdot b_{K1})}{I_{\text{Э01}} (2 \cdot b_{K1} - b_{\text{Э1}})} \right)}{b_{\text{Э1}} + b_{\text{Э2}}} \quad (2.17)$$

Согласно (3.11), $X_D = 0,377864 \text{ В}$.

Помехозащищенность логического нуля в элементах с обратной связью

$U_{\text{ПОМ}C}^0 = 0,31107 \text{ В}$. Помехозащищенность логической единицы

$U_{\text{ПОМ}D}^1 = 0,32213 \text{ В}$.

Выводы к главе

Таким образом, предложена новая в схемотехническом отношении базовая ячейка цифровых ИМС - инвертор на КБТ, работающий при напряжениях питания, ограниченных естественным пределом порядка контактной разности потенциалов в $p-n$ переходе.

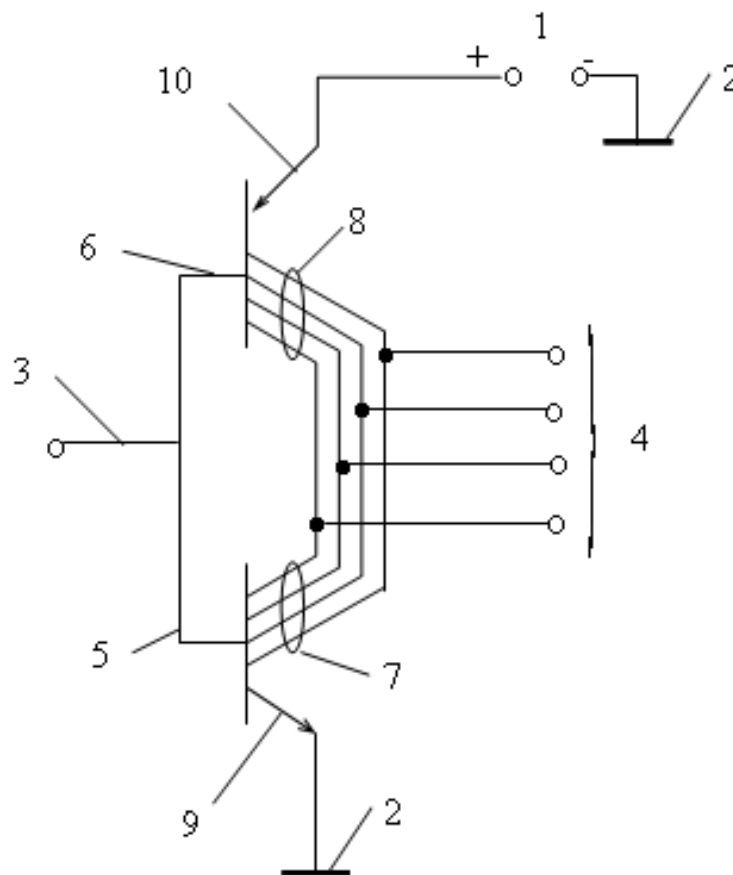
Предложенный инвертор на КБТ, использующий инжекционно – вольтаический эффект, имеет симметричную передаточную характеристику. Продемонстрирована методологически содержательная аналогия между КМДП инвертором и инвертором на КБТ с использованием инжекционно – вольтаического эффекта, и являющийся особым видом И²Л.

Глава 3

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМ НА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

3.1. Экспериментальное исследование инвертора на комплементарных биполярных транзисторах

На рис. 3.1 приведена электрическая схема КБТ инвертора. Многоколлекторные p-p-n и p-n-p транзисторы обозначены соответственно VT1 и VT2. Цифрами обозначены: 1-источник питания E_{II} ; 2-общая шина; 3-вход инвертора; 4-выход инвертора; 5,6-базовые, 7,8-коллекторные, 9,10-эмиттерные электроды транзисторов.



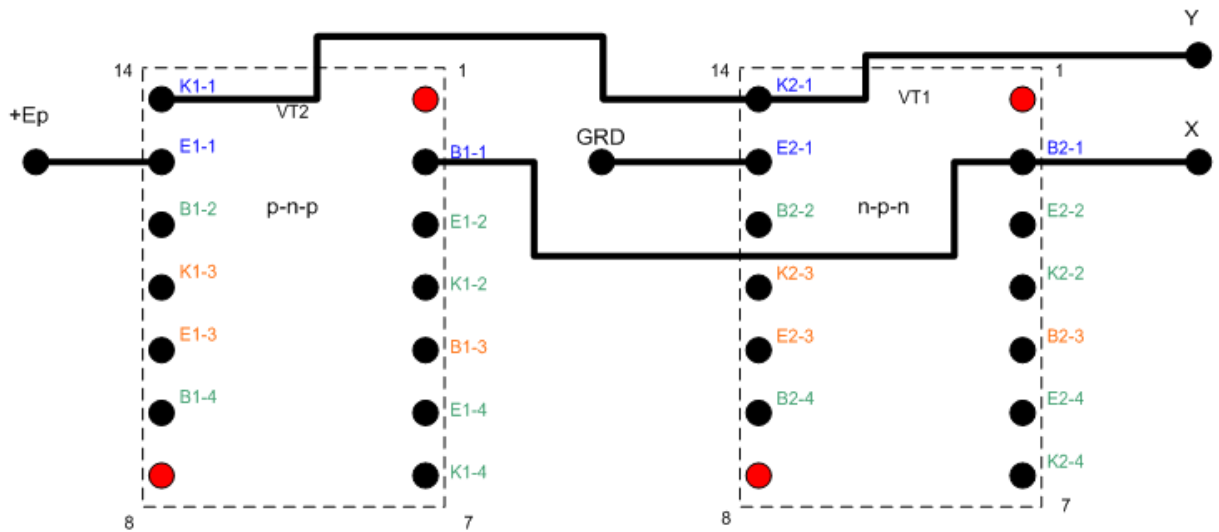


Рис. 3.1. Электрическая схема и печатная плата инвертора на КБТ

На рис. 3.2 показаны выходные характеристики транзисторов VT1 и VT2 при подаче на вход сигнала, соответствующего логической "1" (кривая 1 и 1^б) и логического "0" (кривая 2 и 2^б). Выходные характеристики транзисторов VT1 и VT2 при различных $U_{ЭБ}$ обозначены: 1 - $U_{ЭБ1} = E_{II}$; 1^б - $U_{ЭБ2} = 0$; 2 - $U_{ЭБ2} = -E_{II}$; 2^б - $U_{ЭБ1} = 0$. Точки 3 и 4 соответствуют выходным напряжениям логического нуля и логической единицы. Точки 5,6 соответствуют значениям обратных токов коллекторных переходов VT1 и VT2.

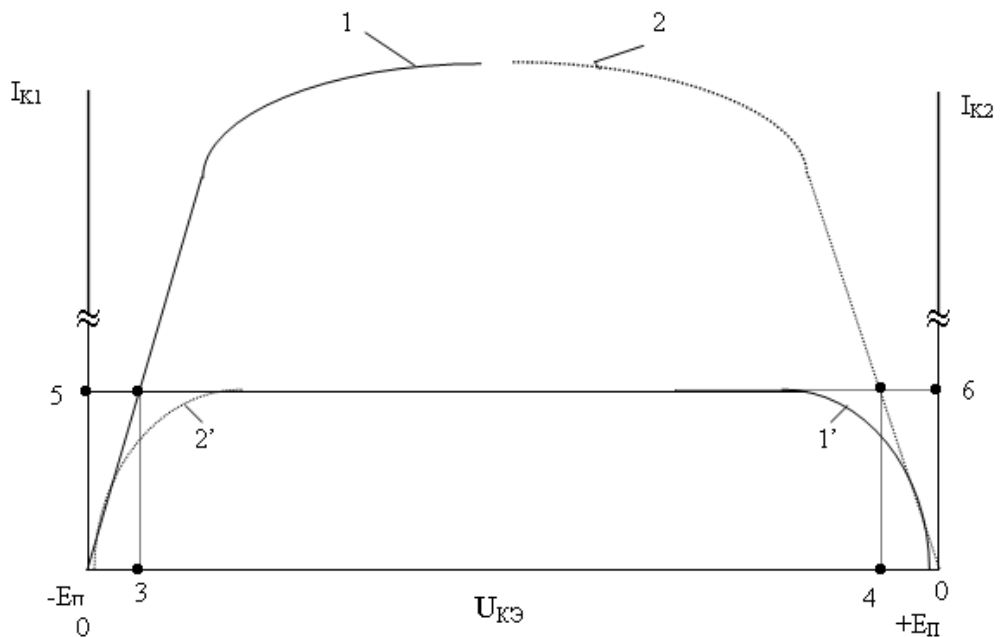


Рис. 3.2. Выходные характеристики транзисторов VT1 и VT2

3.2. Экспериментальное исследование передаточной характеристики инвертора на комплементарных биполярных транзисторах

На рис. 3.3. представлена экспериментальная амплитудная передаточная характеристика КБТ инвертора на биполярных транзисторах КТ-315 и КТ-361 при заданном значении напряжения питания $E_{IT}=0,72В$. Цифрами обозначены: 1-амплитудная передаточная характеристика инвертора, 1'-обратная амплитудная передаточная характеристика инвертора, 2'-прямая соответствующая $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$ при коэффициенте усиления $K_U=1$.

КБТ инвертор содержит электрически соединенные многоколлекторные транзисторы VT1, VT2 (VT1- n-p-n , VT2- p-n-p типа), источник питания 1, общую шину 2, вход 3 и выходы 4. Электрическое соединение транзисторов осуществлено через их электроды (рис. 3.1). Электроды баз (5,6) и коллекторов (7,8) соединены между собой, после соединения образуют вход (3) и выходы (4) инвертора. Эмиттерный электрод (9) транзистора VT1 соединен с общей шиной (2), а эмиттерный электрод (10) транзистора VT2 непосредственно соединен с положительным полюсом источника питания (1). Отрицательный полюс источника питания (1) соединен с общей шиной (2).

КБТ инвертор работает следующим образом. При подаче на вход (3) инвертора напряжения, соответствующего логической "1" транзистор VT1 работает в режиме насыщения, а транзистор VT2 работает в режиме отсечки, что соответствует точке пересечения выходных характеристик (кривых 1 и 1' на рис. 3.5.) транзисторов.

В этом случае на выходах (4) КБТ инвертора выходное напряжение $U_{КЭ}$ соответствует низкому уровню, соответствующему напряжению в точке 3 (напряжение логического "0"). При этом по цепи эмиттер-коллектор VT2 и коллектор-эмиттер VT1 протекает обратный ток коллекторных переходов $I_{КЭО}$ величиной, соответствующей точке 5 на рис. 3.1.

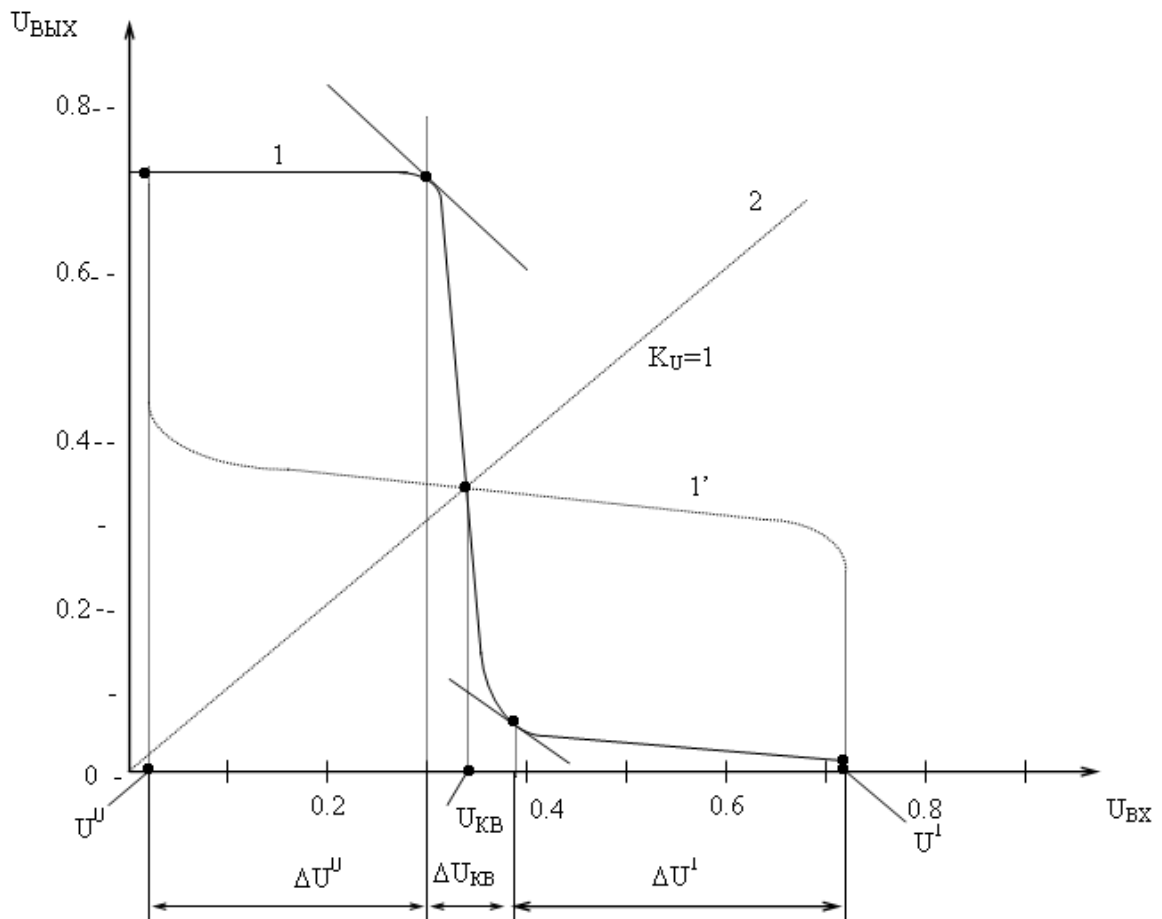


Рис. 3.3. Передаточная амплитудная характеристика КБТ инвертора

Если на вход (3) КБТ инвертора подать напряжение соответствующее логическому "0" транзистор VT1 работает в режиме отсечки, а транзистор VT2 работает в режиме насыщения, что соответствует точке пересечения выходных характеристик (кривых 2 и 2' на рис. 2.2.) транзисторов. Тогда на выходах (4) инвертора напряжение $U_{КЭ}$ соответствует высокому уровню напряжения соответствующему напряжению в точке 4 (напряжение логической "1"). При этом токи в цепи эмиттер-коллектор VT2 и коллектор-эмиттер VT1 равны обратному току коллекторных переходов $I_{КЭ0}$, соответствующему току в точке 6 (рис. 2.1).

Потребляемый ток КБТ инвертора определяется: при подаче на вход сигнала соответствующего логическому "0"-током базы VT2, а при подаче на вход сигнала, соответствующего логической "1"-током базы VT1.

Потребляемая мощность инвертора практически не зависит от состояния инвертора и определяется

$$P = I_{B1} E_{II} = I_{B2} E_{II}.$$

Пример. Для реализации предлагаемого КБТ инвертора с $E_{II}=0.72$ В использованы промышленные биполярные транзисторы n-p-n и p-n-p типов КТ-315 и КТ-361 соответственно.

На рис. 3.5. представлена передаточная амплитудная характеристика (1) исследованного КБТ инвертора.

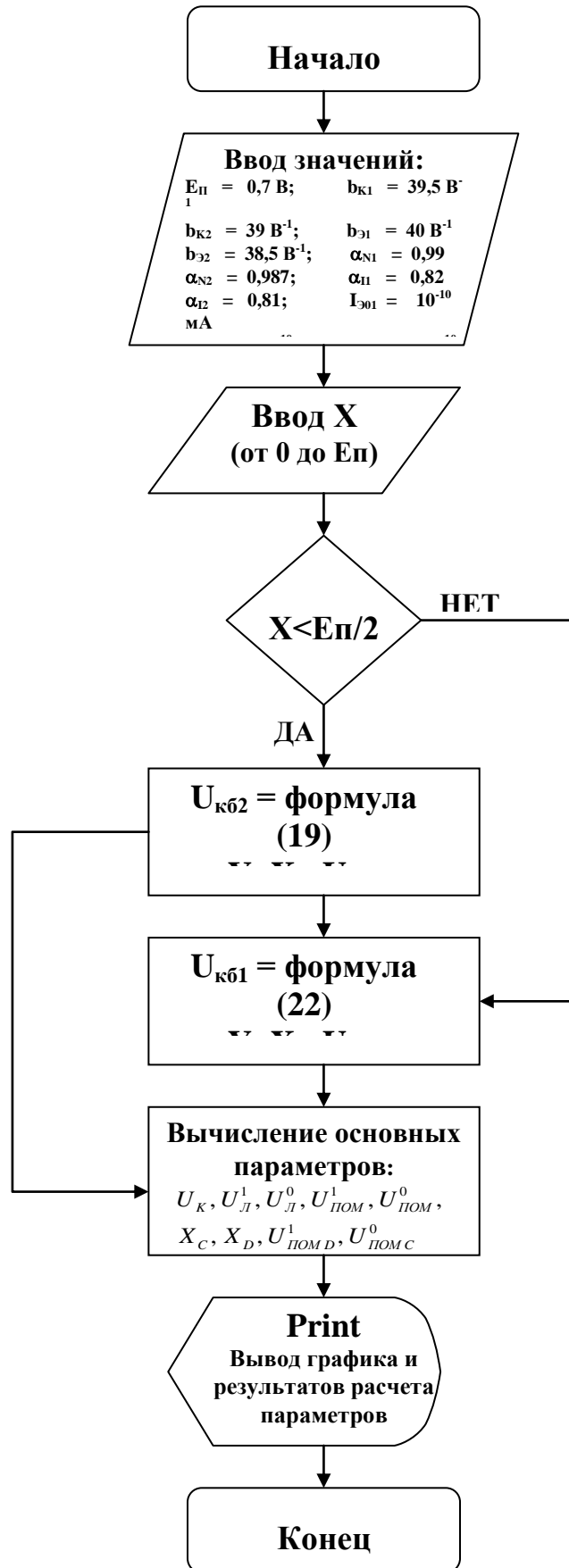
Для определения параметров КБТ инвертора построены обратная передаточная амплитудная характеристика (1^1) и характеристика прямой передачи по напряжению с коэффициентом усиления $K_U=1$. Координаты точек пересечения кривых (1, 1^1 и 2) определяют параметры инвертора.

Асимптотическому "0" соответствует $U^0=0.02$ В, асимптотической "1" соответствует $U^1=0.710$ В; напряжение квантования $U_{KB}=0.34$ В. Помехозащищенность логического "0" $\Delta U_{ПОМ}^0=U_{KB}-U^0=0.32$ В. Помехозащищенность логической "1" $\Delta U_{ПОМ}^1=U^1-U_{KB}=0.37$ В.

Границы зон помехоустойчивости в триггерных схемах составляют: $\Delta U^0=0.28$ В; $\Delta U^1=0.32$ В, зона переключения триггера составляет $\Delta U_{KB}=0.1$ В.

КБТ инвертор имеет симметричную относительно E_{II} передаточную характеристику, напряжение квантования $U_{KB}=E_{II}/2$, практически одинаковую помехозащищенность по логическим состояниям, резкий фронт перехода от одного устойчивого состояния к другому устойчивому состоянию.

Далее приводится алгоритм расчета передаточной характеристики инвертора на КБТ и его печатная плата.



Блок схема расчета передаточной характеристики инвертора на КБТ

Для рационального выбора элементной базы при проектировании цифровой аппаратуры можно воспользоваться сравнением параметров однотипных базовых элементов разных семейств. В таблице сведены параметры типовых и предложенного базовых логических элементов с двумя входами для разных семейств.

Тип элемента	Напряжение питания, В	Средняя потребляемая мощность, мВт	Среднее время задержки, нс	Работа переключения, нДж	Нагрузочная способность
РТЛ	3	5	25	125	4
ДТЛ	5	9	25	225	7
ТТЛ	5	10	10	100	10
ТТЛШ	5	2	10	20	10
ЭСЛ	5	40	0,75	30	10
n -МДП	+4, -12	0,5	100	50	20
p -МДП	+12, ±5	0,5	30	15	20
КМДП	+3÷15	$(0,2÷0,3) \cdot 10^{-3}$	30÷90	0,05	50
И ² Л	1	$(1÷100) \cdot 10^{-3}$	10÷1000	1	3
КБТ	0,7	$(1÷5) \cdot 10^{-3}$	10÷1000	0,5	6÷8

Из таблицы видно, что наименьшее время задержки имеют элементы с малым перепадом логических уровней и повышенным энергопотреблением. Комплексным показателем качества элемента является работа переключения. Сравнение логических элементов по этому показателю позволяет сделать вывод, что наиболее перспективными семействами логических элементов являются КМДП, И²Л и КБТ. Показатели средней мощности и работы переключения для КМДП логических элементов соответствует частоте переключения $f_{II} = 1 \text{ кГц}$.

Предложенный инвертор на КБТ является базовым элементом для синтеза и расчета логических элементов на основе инжекционно-вольтаического эффекта, в частности

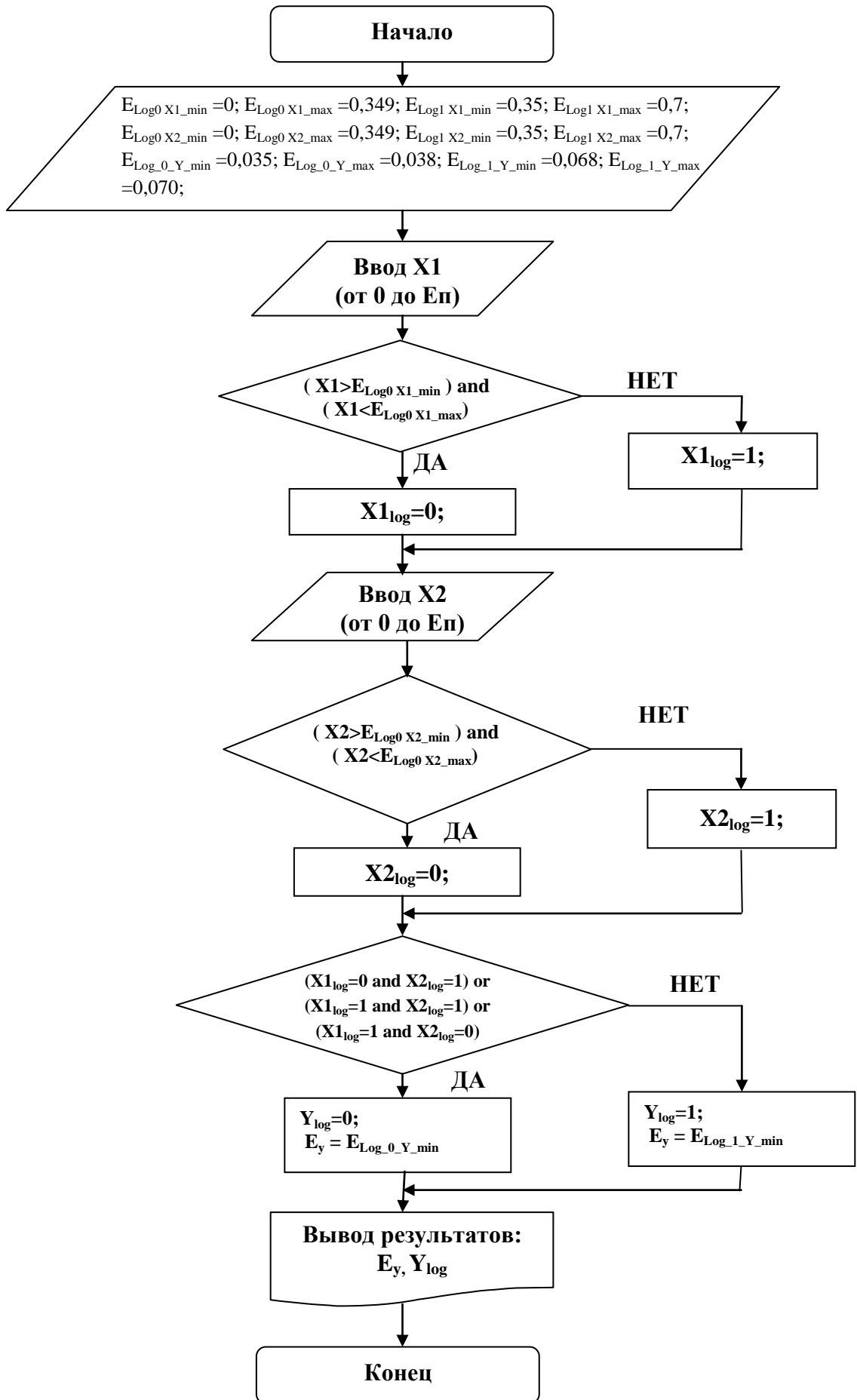


Рис. 3.7. Алгоритм расчета логического элемента 2 ИЛИ-НЕ

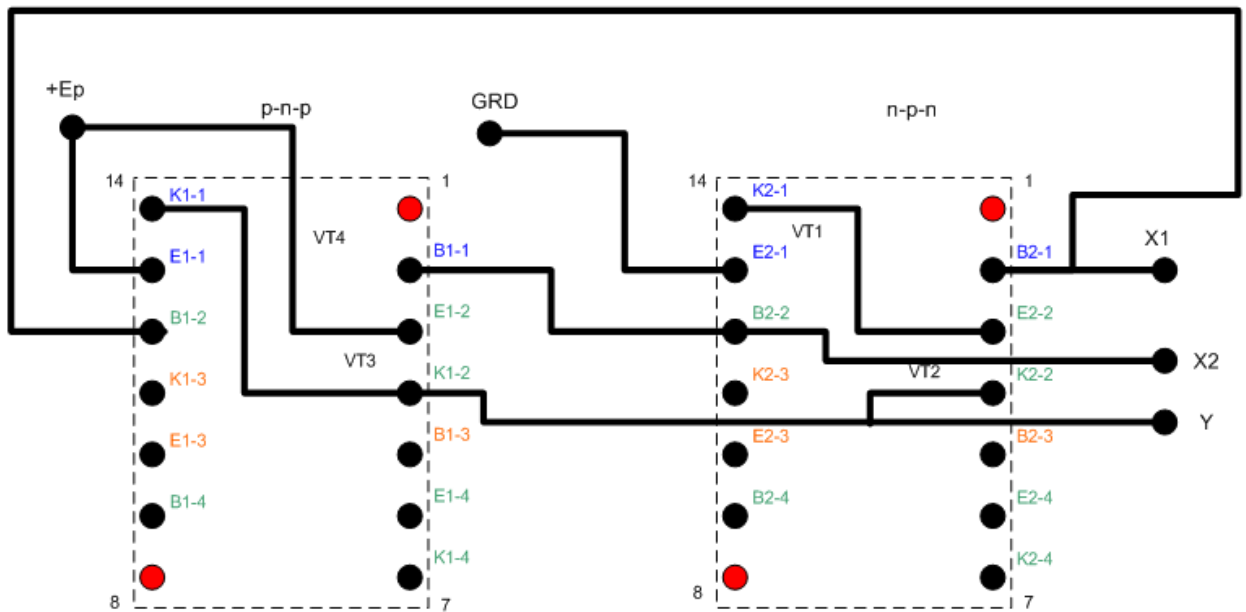
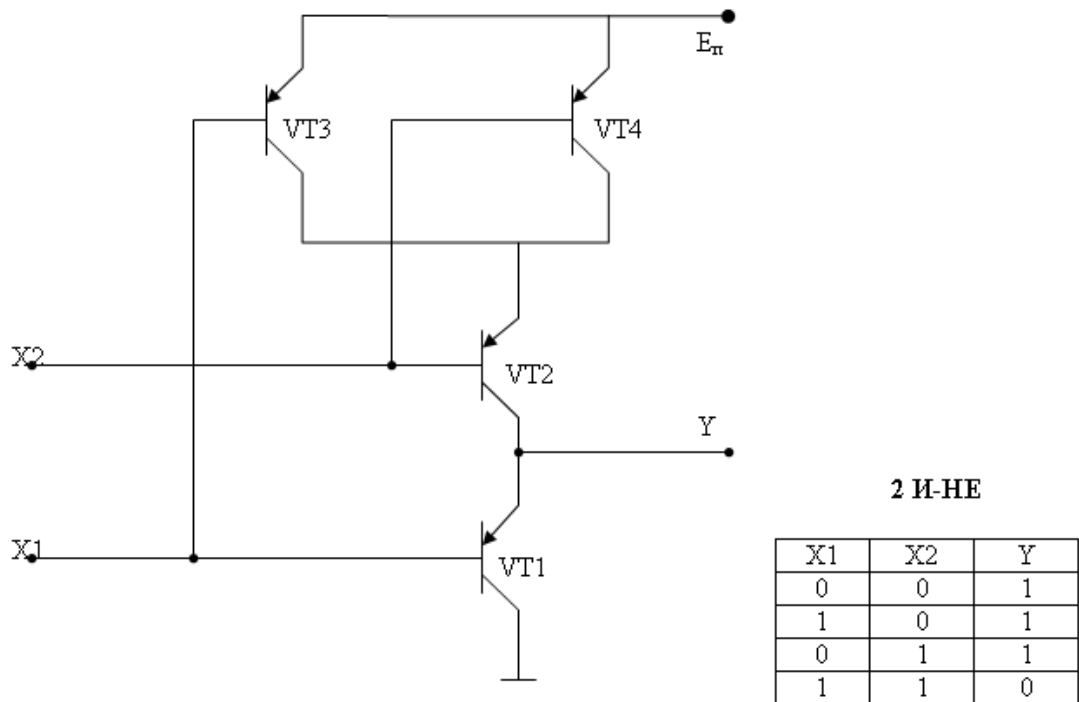


Рис. 3.8. Схема и печатная плата логического элемента 2 И-НЕ на КБТ

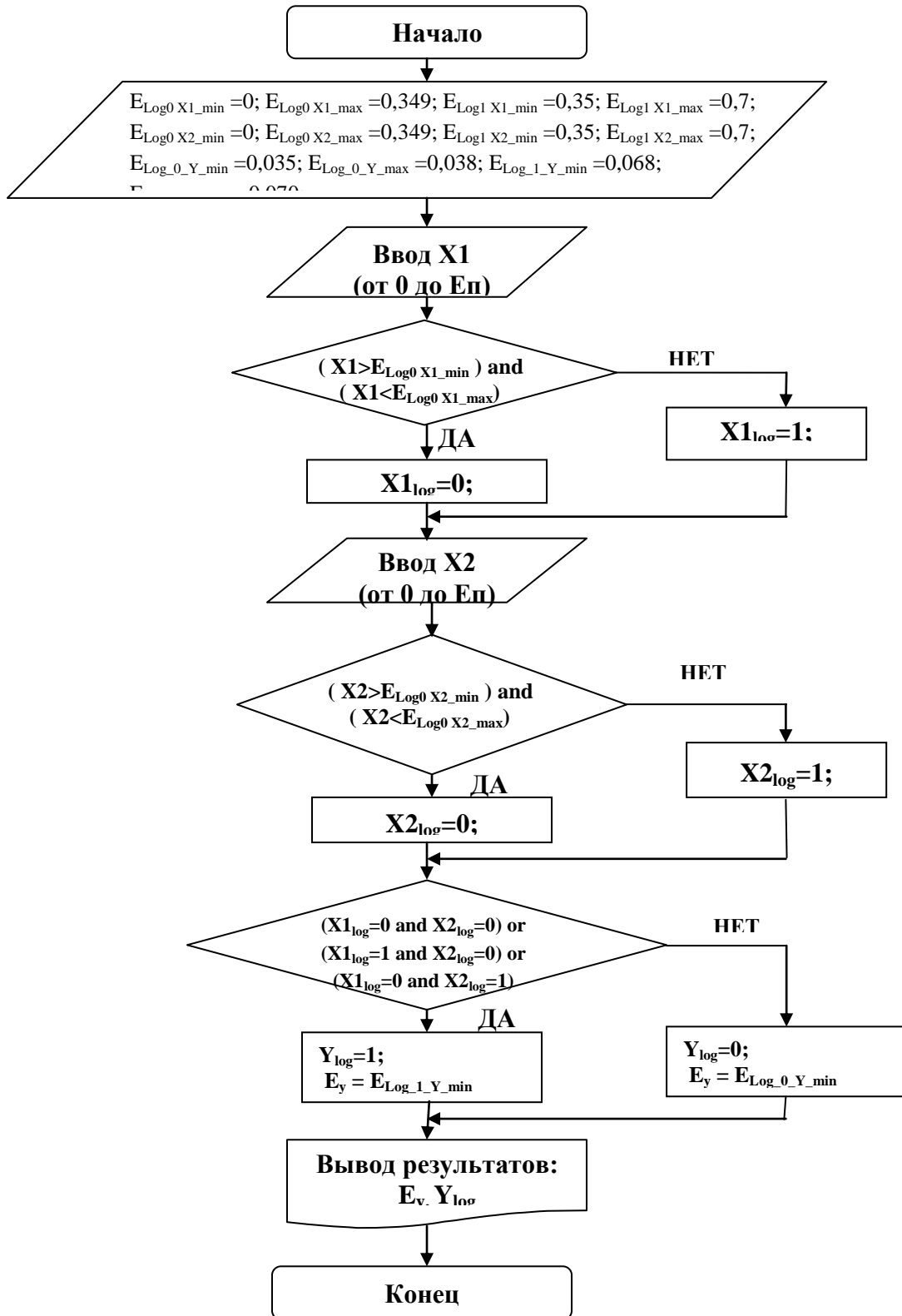


Рис. 3.9. Алгоритм расчета логического элемента 2 И-НЕ

На рис. 3.10 и 3.11 реализованы схемы логического элемента «4И-НЕ» и «4ИЛИ-НЕ» на биполярных транзисторах.

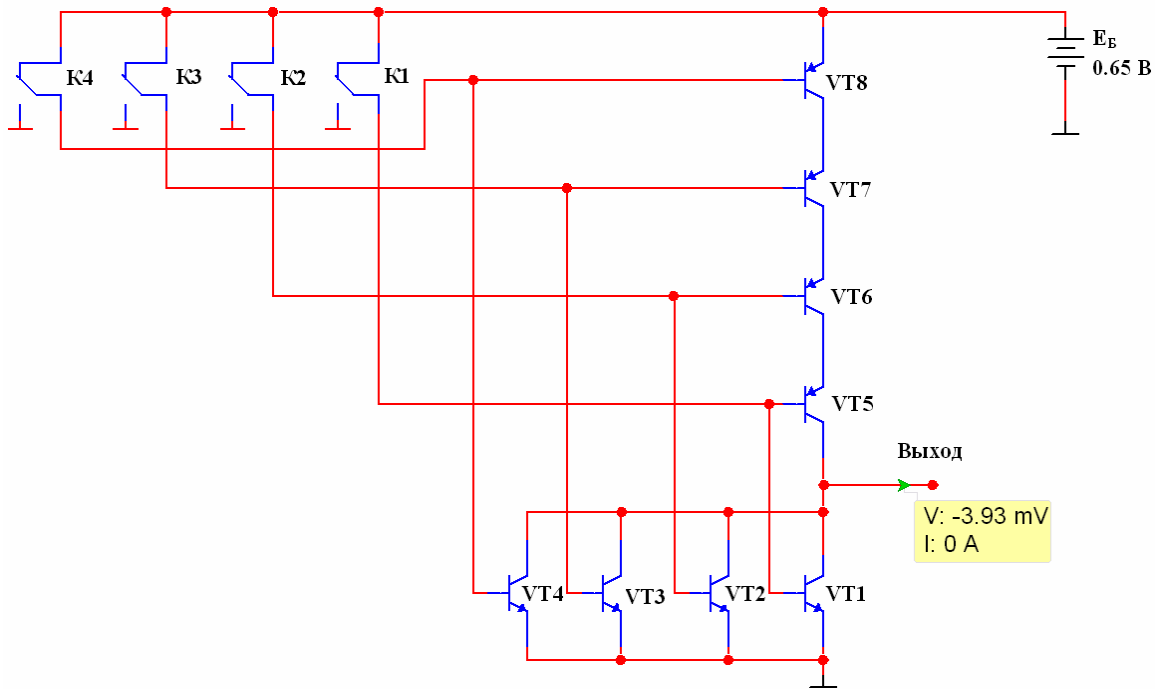


Рис. 3.10. Схема логического элемента «4И-НЕ»

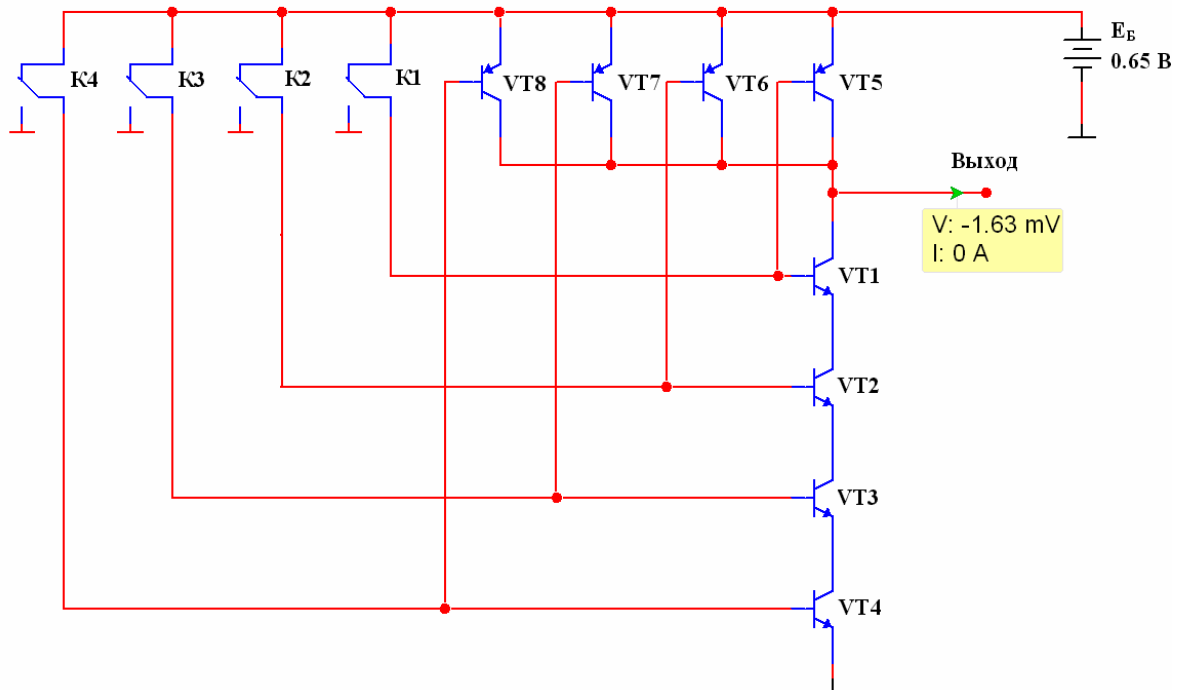


Рис. 3.11. Схема логического элемента «4ИЛИ-НЕ»

На рис. 3.12 показана схема многовходового логического элемента «И-НЕ» на биполярных транзисторах с питанием от солнечного элемента. Ячейка выполнена на транзисторах VT_1-VT_n –КТ-315, $VT_{n+1}-VT_{2n}$ –КТ-361, диод VD - кремниевый солнечный элемент, K_1-K_n –кнопочные переключатели. Указанная схема может быть использована в энергонезависимых устройствах, например, для охранной сигнализации, в кодовых замках систем контроля доступа.

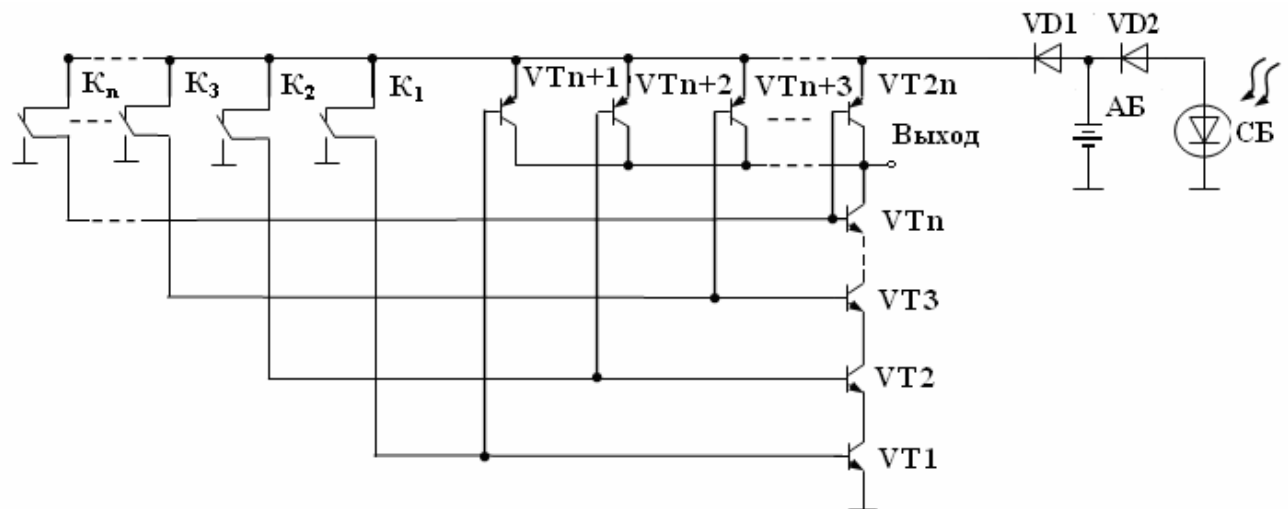


Рис. 3.12. Схема многовходового логического элемента «И-НЕ» на биполярных транзисторах.

Выводы к главе 3

КБТ инвертор на биполярных транзисторах по сравнению с инвертором на И²Л не содержит инжектор. Потребляемый ток инвертора определяется только током I_B , который в β (β -коэффициент передачи транзистора в схеме включения с общим эмиттером) раз меньше чем ток коллектора-инжектора транзисторов VT1 и VT2. В нем не содержится внешний резистор и примерно в 2 раза уменьшена величина напряжения питания E_D .

Инвертор на КБТ является базовой ячейкой для синтеза логических элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ с произвольным набором входов и выходов, и других цифровых устройств.

КБТ инвертор на биполярных транзисторах может быть использован в цифровых интегральных микросхемах и больших интегральных схемах, а также в цифровой технике в качестве базовых элементов схем “НЕ”, “ИЛИ-НЕ”, “И-НЕ” и др. Кроме того, инвертор может найти широкое применение в системах телеметрии, автоматике, промышленной и автомобильной электронике.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведенный анализ показывает, что в настоящее время самым высоким уровнем интеграции и самым низким напряжением питания базовых цифровых схем обладает интегральная – инжекционная логика (И²Л).

2. Продемонстрирована аналогия между КМДП инвертором и инвертором на КБТ, являющимся особым видом И²Л.

3. Предложена новая в схемотехническом отношении базовая ячейка цифровых ИМС - инвертор на КБТ, работающий при напряжениях питания ограниченных естественным пределом порядка контактной разности потенциалов в p-n переходе.

4. Установлено, что инвертор имеет симметричную передаточную характеристику с параметрами: $U^1 = 0,710$ В, $U^0 = 0,02$ В, $U_{КВ} = 0,34$ В, $\Delta U^1 = 0,32$ В, $\Delta U^0 = 0,28$ В для $E_{П} = 0,71$ В.

5. Инвертор на КБТ является базовой ячейкой для синтеза логических элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ с произвольным набором входов и выходов, и других цифровых схем радиотехнических устройств.

6. Разработан метод расчета передаточной характеристики инвертора на КБТ.

7. Произведено компьютерное исследование на базе программного обеспечения MultiSim 10.1 и получено экспериментальное подтверждение полученных результатов на схемах реализованных в интегральных микросхемах.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Andreev V.M., Grilikhes V.A., Romyantsev V.D. Photovoltaic Conversion of Concentrated Sunlight - London, John Wiley & Sons. 1997, 295 с.
2. Edwin W. Greeneich, Analog Integrated Circuits- New York, Charman & Hall, 1997, 341 с.
3. Арипов Х.К., Бустанов Х.Х., Максудов Ж.Т. Инжекционно- вольтаический транзистор/ Заявка № INDP 9600714.1 заявлено 22.07.1996 г. Патент Р. Уз. №4601 от 22.05.1997, Бюлл. № 3.
4. Арипов Х.К., Бустанов Х.Х., Мавлянов А.Р., Максудов Ж.Т. Трехструктурный инжекционно- вольтаический транзистор/ Заявка № INDP 9600882.1 заявлено 30.08.1998 г. Патент Р. Уз. №5123 от 02.04.1998, Бюлл. № 4.
5. Игумнов Д.В., Костюнина Г.П. Полупроводниковые усилительные устройства. - М.: Радио и связь, 1997, 268 с
6. Андреев И.С., Арипов Х.К., Махсудов Ж.Т. Инжекционно- вольтаический составной транзистор с объединенными базами // Элементы и узлы систем связи. Часть 2/ Под ред. академика Раджабова Т.Д. Т.: ТЭИС, 1995, С. 6-8.
7. Арипов Х.К., Бустанов Х.Х., Махсудов Ж.Т. Инжекционно- вольтаический эффект в биполярных транзисторах // Сборник трудов международной конференции «Актуальные проблемы физики полупроводниковых приборов», Т.: 1997, С. 85.
8. Е.А. Чахмахсазян, Г.П. Мозговой, В.Д. Силин. Математическое моделирование и макро моделирование биполярных элементов электронных схем. - М.: Радио и связь, 1985, 144 с. ил.
9. Зарубежные транзисторы, диоды А ... Z / Под ред. Заболотного В.И. и Гончаренко В.Ф. – М.: Наука и техника, 2000, 552 с.
10. Прянишников В.А. Электроника. – СПб.: КОРОНА принт, 2005, 397 с.
11. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. 2-е издание, переработанное и дополненное. - М.: Радио и связь, 1990, 264 с.

12. Электронные приборы. / Булычев А.Л., Лямин П.М., Тулинов Е.С. / Минск: Вышэйш. Шк., 1999, 415 с.
13. Росадо П. Физическая электроника и микроэлектроника: Пер. с испанс. / Под ред. проф. Терехова В.А. – М.: Высшая школа, 1991, 351 с.
14. Ульман Дж.Д. Вычислительные аспекты СБИС: Пер. с англ. / Под ред. Пархоменко П.П. - М.: Радио и связь, 1990, 480 с.
15. Новые биполярные и полевые транзисторы. / Под ред. Перельмана Б.Л. – М.: МП «Символ - Р», 1993, 96 с.
16. Быстродействующие матричные БИС и СБИС / Под ред. Б.И. Файзуллаева и И.И. Шагурина. - М.: Радио и связь, 1989, 304 с.
17. М. Ватанабэ, К. Асада, К.Кани, Т. Оцуки. Проектирование СБИС. –М.: Мир, 1988, 298 с.
18. Исследования в области КМОП- технологии. CMOS extends its reach. World,2004,110, №1817, С.5.
19. Кардашев Г. Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств// Схемотехника, 2004, №6, С.14-15.
20. Денисов Н.П., Шарапов А.В., Шибяев А.А. Электроника и схемотехника: Учебное пособие. Ч.1. Схемотехника цифровых электронных устройств. Томск: Издательство ТГУСУР, 2003, 283 с.
21. В. Gilbert, «Current – Mode Circuits from a Translinear Viewpoint: A Tutorial», Analogue IC Design: The Current- Mode Approach, С. Toumazou, F.J. Lidgey and D.Ghaigh, Eds., Peter Peregrinus, London, 1990.
22. Галкин В.И., Булычев А.Л., Лямин П.М. Полупроводниковые приборы: Транзистора широкого применения. – Минск: Беларусь, 1995, 383 с.
23. Гогоберидзе Г.Б., Петров К.С. Особенности схемотехники современных микросхем. Часть 2. – СПб.: СПбГУТ, 1998, 74 с.
24. Полупроводниковые приборы многослойной структуры. Транзисторы и тиристоры. Часть 1./ Андреев И.С., Арипов Х.К., Максудов Ж.Т., Рахматов Ш.Б. – Т.: 1994, 163 с.

25. Дрейфовые транзисторы. /Андреев И.С., Арипов Х.К., Алимова Н.Б., Максудов Ж.Т. – Т.: 1995, 26 с.
26. Андреев И.С., Арипов Х.К., Бустанов Х.Х., Махсудов Ж.Т. Математическая модель тока эмиттера дрейфовых транзистора // Сборник трудов международной конференции «Актуальные проблемы физики полупроводниковых приборов», Т.: 1997, С. 119-120.
26. Хоровиц П., Хил У. Искусство схемотехники. В 3-х томах. Пер. с англ. 4-е издание, переработанное и дополненное. М.: Мир, 1993, 367 с.
27. Алексенко А.Г., Шагурин И.И. Микросхемотехника. 2-е издание, переработанное и дополненное. - М.: Радио и связь, 2002, 496 с.
28. Аналоговая и цифровая электроника. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. – М.: Горячая линия, Телеком., 2004, 768 с.
29. А.Н. Игнатов, С.В. Калинин, В.Л. Савиных. Основы электроники. Учебное пособие / СибГУТИ.– Новосибирск, 2005, 324 с.
30. Угрюмов Е.П. Цифровая электроника - СПб.: БВХ – Петербург. 2005, 800 с.
30. Щука А.А. Электроника- СПб.: БВХ – Петербург. 2005, 800 с.
31. А.Н. Игнатов. Микросхемотехника и наноэлектроника. Часть 1: Учебное пособие / СибГУТИ.– Новосибирск, 2007, 218 с.
32. А.Н. Игнатов. Микросхемотехника и наноэлектроника. Часть 2: Учебное пособие / СибГУТИ.– Новосибирск, 2007, 244 с.
33. Халикова М.О. Низковольтные цифровые схемы на основе комплементарных на биполярных транзисторов // Сборник трудов научно-технической конференции аспирантов, магистров и одаренных студентов «Инфокоммуникационные технологии». Ташкент. 2008. С.194.
34. Халикова М.О. Цифровые ИМС на основе комплементарных на биполярных транзисторов // Труды Шестой Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых участников РСС «Техника и технологии связи», Ташкент.2008. С.194-195.

35. Халикова М.О. Инжекционно – вольтаические базовые цифровые схемы // Сборник трудов научно-технической конференции аспирантов, магистров и одаренных студентов «Инфокоммуникационные технологии». Ташкент. 2009. С.