

Д. В. ИГУМНОВ, И. Ф. НИКОЛАЕВСКИЙ

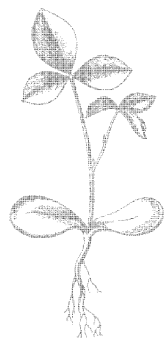
ТРАНЗИСТОРЫ В МИКРОРЕЖИМЕ

Д. В. ИГУМНОВ,
И. Ф. НИКОЛАЕВСКИЙ

ТРАНЗИСТОРЫ В МИКРОРЕЖИМЕ



МОСКВА «СОВЕТСКОЕ РАДИО» 1978



Scan AAW

6Ф0.3
И 28
УДК 621.382.333

Игумнов Д. В. и Николаевский И. Ф.

И28 Транзисторы в микрорежиме. М., «Сов. радио», 1978.

136 с. с ил.

Книга содержит сведения о физических процессах в транзисторах и особенностях их использования в микрорежимах в различных устройствах радиоэлектронной аппаратуры. Рассматриваются вольт-амперные характеристики и основные параметры биполярных и полевых транзисторов в микрорежиме. Показаны возможности и методы построения микромощных устройств непрерывного и импульсного действия на транзисторах, а также устройств с использованием оптронов и пьезоэлектрических трансформаторов.

Книга предназначена для инженеров — разработчиков аппаратуры на полупроводниковых приборах и интегральных схемах и может быть рекомендована в качестве учебного пособия для студентов соответствующих факультетов вузов.

И 30407-008
046(01)-78

6Ф0.3

Редакция литературы по электронной технике

ИБ № 154

**Дмитрий Васильевич Игумнов
Иосиф Федорович Николаевский**

ТРАНЗИСТОРЫ В МИКРОРЕЖИМЕ

Редактор И. М. Волкова
Художественный редактор **А. Н. Алтинин**
Обложка художника **Б. К. Шаловалова**
Технические редакторы **Э. Н. Ратникова, И. В. Орлова**
Корректор **Л. А. Максимова**

Сдано в набор 15.06.77 Подписано в печать 13.09.77 Т-12985

Формат 84×108^{1/32} Бумага типографская № 2

Литерат. гарн., высокая печать

Объем 7,14 усл. печ. л., 7,12 уч.-изд. л.

Тираж 33 000 экз.

Зак. 232

Цена 35 коп.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома»
при Государственном Комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

© Издательство «Советское радио», 1978 г.

Предисловие

В настоящее время вопрос о снижении мощностей, потребляемых и рассеиваемых радиоэлектронными устройствами, становится все более актуальным. Низкий уровень потребляемой мощности позволяет свести к минимуму рассеивание тепла в схемах и, следовательно, обеспечить большую плотность размещения элементов.

Снижение мощностей, потребляемых радиоэлектронными схемами, может решить проблему их микроминиатюризации. Так, снижение мощности до нескольких микроватт позволяет довести плотность монтажа до 10^5 элементов на 1 см^2 . При снижении ее до уровня нановатт, как показывает расчет, можно достичь плотности монтажа, близкой к плотности упаковки элементов в биологических схемах (например, мозг человека), т. е. до 10^7 элементов на 1 см^2 .

При сохранении размеров схемы снижение потребляемой мощности позволяет облегчить тепловой режим ее элементов, а использование полупроводниковых приборов в облегченных тепловых и электрических режимах, как известно, позволяет увеличить надежность радиоэлектронных устройств.

Работа радиоэлектронной аппаратуры в микрорежиме позволяет уменьшить энергию, потребляемую от источников питания, т. е. использовать микромощные источники. Уменьшение мощности источника питания, в свою очередь, значительно снижает габариты и массу источников питания и преобразователей, что упрощает систему в целом. Это наиболее важно при разработке автономных радиоэлектронных систем (особенно для летательных аппаратов). Стоимость таких систем окажется ниже стоимости более мощных аналогов.

Таким образом, снижение потребляемой и рассеиваемой мощности в радиоэлектронных схемах позволяет повысить надежность, уменьшить габариты и массу схем и источников питания, снизить стоимость. Кроме того, устройства с малой потребляемой мощностью отличаются повышенной безопасностью при их эксплуатации.

Как известно, снизить потребляемую мощность можно, уменьшая напряжение питания и рабочие токи.

Снижение питающих напряжений позволяет уменьшить потребляемую мощность обычно не более чем на порядок, а уменьшение рабочих токов дает возможность уменьшить мощность на несколько порядков (снижение токов от миллиампер до микроампер позволяет уменьшить мощность на три порядка, а до наноампер — на шесть порядков). Поэтому часто понятие «микрорежим» отождествляют с работой приборов в микро- и наноамперном диапазонах токов. Когда в биполярном транзисторе ток коллектора $I_K \leq 1000$ мкА, то считают, что он работает в микрорежиме. Здесь в основе его работы лежат иные явления, и он будет описываться иными характеристиками, чем при работе в обычных, номинальных режимах. По аналогии с биполярным транзистором допускают, что в полевых транзисторах микрорежим наступает при токах стока $I_C \leq 100$ мкА. Однако в полевых транзисторах с $p-n$ -переходом специфические явления и свойства микрорежима проявляются при $I_C < 50$ мкА (в МОП-транзисторах — при $I_C < 5$ мкА), а при $I_C = 50 \dots 100$ мкА (в МОП-транзисторах при $I_C = 5 \dots 100$ мкА) их вольт-амперные характеристики описываются соотношениями, известными из техники номинальных токов.

Использование транзисторов в микрорежиме вызывает трудности (помимо конструктивных и технологических), связанные прежде всего с ухудшением ряда эксплуатационных параметров приборов при переходе из номинального режима работы в микрорежим. Так, при снижении рабочих токов резко уменьшается коэффициент передачи тока в биполярных транзисторах и крутизна в полевых, возрастает влияние обратных токов переходов, снижается быстродействие и т. д. Однако некоторые параметры транзисторов при переходе в микрорежим несколько улучшаются: снижается коэффициент шума в биполярных транзисторах, уменьшается температурная и временная нестабильность в МОП-транзисторах, вырождаются зависимости некоторых параметров от питающих напряжений и т. д.

Поскольку основными элементами радиоэлектронных схем являются биполярные и полевые транзисторы, то интерес представляет исследование в микрорежиме их свойств и параметров, тем более, что их особенностями во многом будет определяться специфика построения микро мощных схем. Поэтому первые две главы книги по-

священы биполярным и полевым транзисторам. Последняя глава — особенностям применения транзисторов в микромощных устройствах импульсного и непрерывного действия. В конце этой главы рассматриваются некоторые возможности использования оптронов и пьезоэлектрических трансформаторов в транзисторных устройствах с пониженной потребляемой мощностью.

Авторы считают своим приятным долгом выразить глубокую признательность Е. И. Гальперину и С. П. Миклашевскому за рецензирование и сделанные ими критические замечания, а также искреннюю благодарность И. С. Громову и В. Н. Фролову за полезные советы.

Главы 1 и 3 написаны совместно Д. В. Игумновым и И. Ф. Николаевским, глава 2 — Д. В. Игумновым.

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Наиболее распространенными активными элементами радиоэлектронных схем в настоящее время являются биполярные транзисторы. Специфика их работы в микрорежиме во многом определяется особенностями работы эмиттерного перехода при малых положительных смещениях, которые влияют на большинство эксплуатационных параметров транзистора. В связи с этим естественно проанализировать процессы в $p-n$ -переходе, что позволит описать вольт-амперные характеристики транзистора в микрорежиме.

1.1. Вольт-амперные характеристики

Одной из основных причин отличия реальной вольт-амперной характеристики $p-n$ -перехода от идеальной при малых положительных смещениях является возрастающая роль тока рекомбинации в объеме $p-n$ -перехода. При малых положительных смещениях $p-n$ -переход еще достаточно широк, а плотность тока мала. В связи с этим появляются благоприятные условия для рекомбинации носителей заряда в слое пространственного заряда. Таким образом, при расчете прямого тока, протекающего через $p-n$ -переход, на который подано малое положительное смещение, нельзя ограничиться

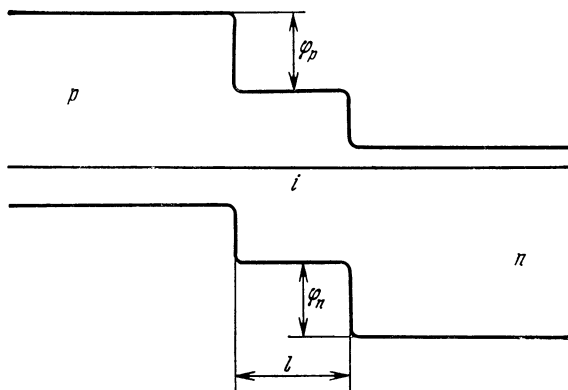


Рис. 1.1.

Зонная структура $p-i-n$ -перехода в состоянии равновесия.

рассмотрением лишь сквозного тока $I_{скв}$, а необходимо также учитывать ток рекомбинации $I_{рек}$. Общий ток, протекающий через p - n -переход, можно представить как

$$I = I_{скв} + I_{рек}. \quad (1.1)$$

Начнем исследование общего тока перехода с рекомбинационной составляющей. Рассмотрим зонную структуру p - i - n -перехода в состоянии равновесия (рис. 1.1). Область i является областью с собственной проводимостью. Данную зонную картину можно вполне применить к широкому p - n -переходу. Высоту барьера между n - и i -областями φ_n , а также между p - и i -областями φ_p можно определить как

$$\varphi_n = \frac{p_p}{n_n + p_p} \varphi_0; \quad \varphi_p = \frac{n_n}{n_n + p_p} \varphi_0, \quad (1.2)$$

где φ_0 — контактная разность потенциалов (высота потенциального барьера); n_n , p_p — концентрация основных носителей в n - и p -области соответственно.

При подаче положительного напряжения на p - n -переход концентрацию дырок и электронов на границах i -области можно представить как

$$p = p_p \exp \frac{q(-\varphi_p + U_1)}{kT}; \quad n = n_n \exp \frac{q(-\varphi_n + U_2)}{kT}, \quad (1.3)$$

где q — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — температура, К; U_1 и U_2 — напряжение на переходе i - p и i - n соответственно.

Выражения (1.3) легко преобразуются к виду

$$U_1 = \varphi_p + \varphi_T \ln(p/p_p); \quad U_2 = \varphi_n + \varphi_T \ln(n/n_n), \quad (1.4)$$

где $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал.

Из (1.4) следует, что для симметричного p - n -перехода ($p_p = n_n$) $U_1 = U_2 = U$, но так как $U_1 + U_2 = U$ (U — напряжение, приложенное ко всему p - n -переходу), можно записать

$$p = n = n_n \exp [(-\varphi_0 + U)/2\varphi_T], \quad (1.5)$$

или, выражая n через равновесную концентрацию на границе i - и n -областей n_0 , получим

$$n = n_0 \exp(U/2\varphi_T). \quad (1.6)$$

На основании (1.6) для $\Delta n = n - n_0$ запишем

$$\Delta n = n_0 \{ [\exp(U/2\varphi_T)] - 1 \}. \quad (1.7)$$

Если ограничиться рассмотрением случая, когда ширина i -области l много меньше диффузионной длины L , то концентрация избыточных носителей Δn сохранится в i -области (условие $l \ll L$ справедливо для большинства практических случаев). Следовательно, ток рекомбинации в переходе будет равен

$$I_{рек} = \frac{q\Delta n}{\tau} l = \frac{qn_0}{\tau} l \left[\left(\exp \frac{U}{2\varphi_T} \right) - 1 \right]. \quad (1.8)$$

Из выражения (1.8) следует, что при увеличении U ток рекомбинации возрастает по экспоненциальному закону, причем в по-

казателе степени экспоненты стоит $1/2$. Для более общего случая вместо $1/2$ следует использовать $1/m_6$, поскольку, как будет показано ниже, коэффициент m_6 далеко не всегда равен 2.

Для несимметричного перехода ($n_n \neq p_p$) при выполнении условия $n \gg n_0$ и $n \gg p_0$ напряжение делится между барьерами также примерно пополам ($m_6 \approx 2$). Это следует из условий нейтральности $n - p = n_0 - p_0$, откуда для рассматриваемого нами случая $n \approx p$. Последнее равенство позволяет и в данном случае воспользоваться выражением (1.6), поскольку $n p = n_0^2 \exp(U/2\varphi_T)$.

При $\Delta n \ll n_0$ иногда можно получить $m_6 \rightarrow 1$ (для $\varphi_p \gg \varphi_n$). Поскольку режим, при котором $\Delta n \ll n_0$ не представляет практического интереса, рассмотрим более подробно лишь случай $n \gg n_0$; $n \gg p_0$. При более строгом рассмотрении процессов рекомбинации в $p-n$ -переходе [4] необходимо указать, что зависимость $I_{\text{рек}} = f(U)$ связана с характером рекомбинации, а именно с рекомбинацией через примесные центры. В этом случае скорость рекомбинации можно представить как [5]

$$s_{\text{рек}} = \frac{pn - n_i^2}{(n + n_1)\tau_{p0} + (p + p_1)\tau_{n0}} \quad (1.9)$$

где τ_{p0} , τ_{n0} — времена жизни электронно-дырочных пар в полупроводнике резко выраженного p - и n -типа соответственно.

Общий ток рекомбинации в переходе можно найти, проинтегрировав выражение для скорости рекомбинации по всему объему пространственного заряда:

$$I_{\text{рек}} = q \int_V s_{\text{рек}} dx dy dz. \quad (1.10)$$

Поскольку определить функциональную зависимость величин, входящих в формулу (1.9), очень трудно, обычно ограничиваются решением задачи для одномерной модели $p-n$ -перехода. Анализ выражения скорости рекомбинации электронно-дырочных пар [4] показывает, что, если избыточная концентрация носителей много больше равновесной, величина коэффициента m_6 не может быть меньше 2, причем $m_6 = 2$ лишь при $\Delta n = \Delta p$. Для этого случая время жизни электронно-дырочных пар по теории Шокли — Рида [5] равно

$$\tau = \tau_{p0} \frac{n_0 + n_1 + \Delta n}{n_0 + p_0 + \Delta n} + \tau_{n0} \frac{p_0 + p_1 + \Delta n}{n_0 + p_0 + \Delta n}. \quad (1.11)$$

При положительном напряжении на переходе более 0,3 В (для транзистора КТ312В этому напряжению соответствует ток эмиттера порядка десятков наноампер) избыточная концентрация внутри перехода более чем на три порядка превышает значения p_0 , n_0 , p_1 , n_1 . В связи с этим можно считать, что в $p-n$ -переходе выполняется условие $\tau = \tau_{p0} + \tau_{n0}$.

Поскольку, по определению, $s_{\text{рек}} = \Delta n / \tau$, то для рассматриваемого нами случая скорость рекомбинации электронно-дырочных пар можно представить как $s_{\text{рек}} = \Delta n / (\tau_{p0} + \tau_{n0})$. Но поскольку $n = \Delta n + n_0$, а $\Delta n \gg n_0$, то $\Delta n \approx n$, откуда получаем

$$s_{\text{рек}} = n / (\tau_{p0} + \tau_{n0}). \quad (1.12)$$

Нетрудно показать, что при $n \approx p$ $n = n_i \exp(U/2\varphi_T)$. Подставляя это равенство в (1.12), получаем

$$s_{\text{рек}} = [n_i / (\tau_{p0} + \tau_{n0})] \exp(U/2\varphi_T). \quad (1.13)$$

Из (1.13) следует, что ток рекомбинации пропорционален $\exp(U/2\varphi_T)$, т. е. $m_6 = 2$. Однако, как показывает практика, в реальных $p-n$ -переходах для режимов микротоков обычно $m_6 < 2$.

Вольт-амперную характеристику $p-n$ -перехода при малых положительных смещениях удобно исследовать, используя транзисторную структуру. В этом случае мы исследуем эмиттерный переход, а коллекторный переход, являющийся экстрагирующим для неосновных носителей, разделяет сквозную и рекомбинационную составляющие тока эмиттера. Для микрорежима рекомбинацией носителей в базе для диффузионных транзисторов в первом приближении можно пренебречь.

Германиевые транзисторы нельзя использовать для работы в микрорежиме из-за больших значений обратных токов переходов транзистора. Из кремниевых транзисторов лучшими параметрами и характеристиками для работы в микроамперном диапазоне токов обладают приборы, изготовленные по планарной технологии методом двойной диффузии. Такие транзисторы имеют малые обратные токи (единицы и десятые доли наноампера) и тонкую базу (1...2 мкм). При хорошей герметизации приборов защитная пленка SiO_2 позволяет получить от маломощных планарных структур обратные токи переходов менее 1 нА.

Рассмотрим зависимости токов I_K и I_B от $U_{BЭ}$ для кремниевого планарного транзистора типа КТ312 (рис. 1.2,а). В исследуемом образце токи переходов при обратном напряжении 1 В имели значения менее 1 нА. Ход зависимостей на этом рисунке свидетельствует о малых величинах токов утечки. Это следует, во-первых, из линейной зависимости I_K (масштаб зависимостей по оси ординат — логарифмический) и, во-вторых, из того, что величина, обратная наклону зависимости I_K , равна φ_T [6].

Линейный характер зависимости $I_K = f(U_{BЭ})$ дает возможность заключить, что в микрорежиме коэффициент передачи транзистора практически не зависит от величины коэффициента переноса неосновных носителей через базу. Поскольку зависимость $I_B = f(U_{BЭ})$ на рис. 1.2,а также линейна и величина, обратная наклону зависимости, больше φ_T , можно сделать вывод, что в данном случае ток базы есть не что иное, как рекомбинационная составляющая эмиттерного тока. Наклон зависимости I_B в приведенных на рис. 1.2,а масштабах определяется коэффициентом m_6 , который в рассматриваемом диапазоне токов практически постоянен для каждого конкретного образца.

На рис. 1.2,б для сравнения приведены зависимости I_K и I_B от $U_{BЭ}$ для германиевого транзистора типа ГТ109. Обе зависимости имеют близкий по величине наклон, равный φ_T . Это подтверждает преобладающую роль сквозной составляющей для германиевых $p-n$ -переходов. Сопоставление величин рекомбинационной и сквозной составляющих в германиевых и кремниевых $p-n$ -переходах

показывает, что при малых положительных смещениях рекомбинационный ток для $p-n$ -перехода из германия значительно меньше (не менее чем на три порядка), чем сквозной, а для переходов из кремния рекомбинационный ток при тех же условиях имеет один и тот же порядок, что и сквозной ток, и даже может стать основным.

Таким образом, для реальных $p-n$ -переходов коэффициент m_6 , как правило, оказывается меньше 2. Так, для транзистора типа КТ312 типовая величина коэффициента $m_6 \approx 1,4$, для транзистора КТ315 $m_6 \approx 1,7$, а для транзистора КТ342 $m_6 \approx 1,2$.

Одной из причин отличия расчетного и экспериментального значений коэффициента m_6 могут явиться токи поверхностных каналов, пересекающих $p-n$ -переход. Однако эти токи могут лишь увеличить значение коэффициента m_6 , но никак не уменьшить его [7, 8]. Для получения возможности хотя бы ориентировочно определить причины возникновения $m_6 < 2$, следует рассмотреть реальную структуру планарного $p-n$ -перехода.

Плотность тока рекомбинации в основном зависит от времени жизни электронно-дырочных пар и от ширины запирающего слоя:

$$j_{\text{рек}} = \frac{qn_i l}{\tau A_3} \left[\left(\exp \frac{U}{m_6 \phi_T} \right) - 1 \right], \quad (1.14)$$

где A_3 — площадь эмиттера.

Однако плотность тока рекомбинации в общем случае неодинакова в разных точках перехода, поскольку на практике толщина запирающего слоя и распределение концентрации ловушек в кристалле бывают неравномерны. Так, на поверхности кристалла из-за несовершенства кристаллической структуры, большого количества дефектов и атомов загрязняющей примеси время жизни оказывается значительно меньше, чем в объеме кристалла.

В реальном планарном $p-n$ -переходе из-за положительного заряда в двуокиси кремния, создаваемого вакансиями ионов кислорода, может происходить обеднение базовой поверхности, примыкающей к $p-n$ -переходу, и даже инвертирование проводимости (рис. 1.3).

Обеднение поверхности базы не изменяет инжекцию носителей в базовую область и поэтому не будет существенно влиять на величину $I_{\text{скв}}$, но создаст благоприятные условия для рекомбинации носителей как на поверхности (благодаря поверхностным центрам генерации-рекомбинации), так и в объеме (благодаря объемным ловушкам). Схематическое изображение рекомбинации также показано на рис. 1.3.

Приведенная выше теория позволяет определить ток объемной рекомбинации при изменении $U_{\text{БЭ}}$, но ток поверхностной рекомбинации может дать один или несколько пиков своей величины, поскольку действительная природа его изменения будет также зависеть от распределения плотности поверхностных ловушек в запрещенной зоне и будет связана с сечениями захвата носителей. Поверхностная рекомбинация достигает максимума, когда плотности электронов и дырок на поверхности равны (это соответствует условию почти собственной проводимости на поверхности), если сечения захвата поверхностных ловушек электронов и дырок не сильно различаются.

Таким образом, с учетом вышеизложенного можно заключить, что в планарных кремниевых $p-n$ -переходах ток поверхностной рекомбинации значительно больше тока объемной рекомбинации. При обеднении приэмиттерной поверхности базы в транзисторах степень увеличения тока базы определяется поверхностной рекомбинацией.

Ток рекомбинации при анализе характеристик $p-n$ -перехода принято разделять на две составляющие. Поскольку поверхностная составляющая тока рекомбинации является основной, различие экспериментальных характеристик от расчетных по изложенным ранее представлениям следует искать в допущениях, которые не могут уже иметь места при анализе тока поверхностной рекомбинации.

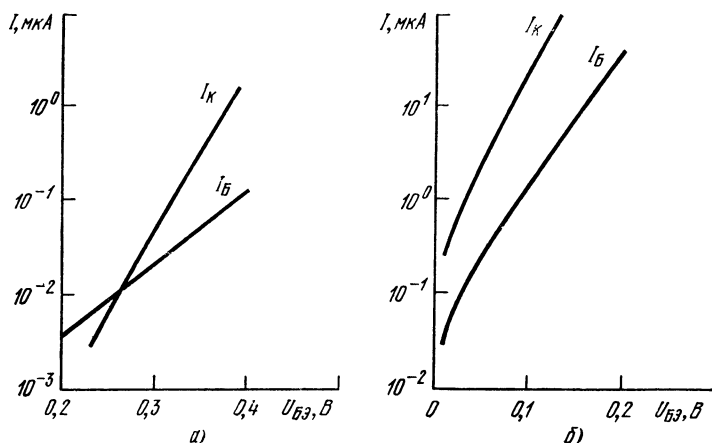


Рис. 1.2.

Экспериментальные зависимости $I_K, I_B = f(U_{БЭ})$ для транзисторов КТ312 (а) и ГТ109 (б).

Одной из вероятных причин отличия значения коэффициента m_b от 2 могут явиться допущения, сделанные при выводе формул для определения скорости рекомбинации [5]. При анализе скорости рекомбинации не учитывалось время «закрепления» электрона в ловушке после его захвата. При переходе электрона из зоны проводимости на свободную ловушку проходит некоторое время, прежде чем он «опустится» в основное состояние. При условии, что электрон находится в возбужденном состоянии, способность ловушек отдавать электрон или захватывать дырку отличается от условий, принятых в рассмотренной теории.

Если допустить, что по мере отклонения системы от состояния термодинамического равновесия вследствие возрастания термодинамического давления неравновесных носителей время «закрепления» электронов уменьшается, то время жизни носителей также должно уменьшиться. Полагая, что уменьшение времени жизни в переходе пропорционально $(\Delta n/n_i)^{-b}$, для времени жизни при положительном смещении на планарном кремниевом переходе более 0,3 В можно записать

$$\tau = (\tau_{p0} + \tau_{n0}) (\Delta n/n_i)^{-b}. \quad (1.15)$$

Поскольку время релаксации электронно-дырочных пар мало, то величина b также мала, но больше нуля. С учетом (1.7) и приведенных выше допущений формула (1.15) может быть представлена в виде

$$\tau_i \approx (\tau_{p0} + \tau_{n0}) \exp(-bU/2\varphi_T), \quad (1.16)$$

откуда скорость рекомбинации электронно-дырочных пар в p - n -переходе равна

$$s_{\text{рек}} = \frac{n_i}{\tau_{p0} + \tau_{n0}} \exp\left(\frac{U}{\varphi_T} \frac{1+b}{2}\right). \quad (1.17)$$

Пусть в первом приближении $b = \text{const}$ в любой точке области пространственного заряда, тогда, подставив (1.17) в (1.10), для плотности тока рекомбинации получим выражение

$$I_{\text{рек}} = I_{\text{рек}0} \exp\left(\frac{U}{\varphi_T} \frac{1+b}{2}\right), \quad (1.18)$$

где $2/(1+b) = m_0 \leq 2$, поскольку $b \geq 0$.

Следует также отметить, что, поскольку степень обеднения некоторым образом зависит от $U_{\text{БЭ}}$, а плотность ловушек на поверхности в общем случае неравномерна, появляется дополнительная возможность для изменения реальных значений коэффициента m_0 относительно расчетных.

Так как на основании (1.1) ток эмиттера является суммой двух составляющих, $I_{\text{рек}}$ и $I_{\text{скв}}$, для нахождения $I_{\text{Э}}$ следует также определить $I_{\text{скв}}$. При малых положительных смещениях, как было показано выше, напряжение $U_{\text{БЭ}}$ делится между барьерами p - i - n -перехода приблизительно пополам. Однако сквозной ток при этом не зависит от соотношения U_1 и U_2 .

На самом деле, если бы число электронов в i -области сохранялось равновесным, то за счет инжекции из i -области число электронов на границе p -области возросло бы до величины $n_2 = n_p \exp(U_2/\varphi_T)$. Однако число электронов в i -области также возрастает благодаря инжекции из n -области: $n_{1-2} = n_i \exp(U_1/\varphi_T)$. Следовательно, соответственно должно возрасти число электронов, инжектируемых в p -область:

$$n_2 = n_p \exp(U/\varphi_T). \quad (1.19)$$

Таким образом, количество электронов, инжектируемых в p -область, пропорционально $\exp(U/\varphi_T)$, откуда можно записать выражение для сквозного тока через p - n -переход:

$$I_{\text{скв}} = \left(\frac{qD_n n_p}{L_n} + \frac{qD_p p_n}{L_p} \right) \left[\left(\exp \frac{U}{\varphi_T} \right) - 1 \right], \quad (1.20)$$

где D_n , D_p — коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно; L_n , L_p — диффузионная длина электронов и дырок соответственно.

Таким образом, полный ток через $p-n$ -переход будет

$$I = I_{\text{рек}} \left[\left(\exp \frac{U}{m_b \varphi_T} \right) - 1 \right] + I_{\text{скво}} \left(\exp \frac{U}{\varphi_T} - 1 \right). \quad (1.21)$$

Изложенное выше позволяет заключить, что вольт-амперную характеристику эмиттерного $p-n$ -перехода в транзисторе можно выразить через рекомбинационный ток либо через полный ток эмиттера.

В первом случае вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода может быть представлена в виде

$$I_B = I_{B0} \exp(U_{BЭ} / m_b \varphi_T). \quad (1.22)$$

Формула (1.22), строго говоря, справедлива, если база тонка и рекомбинацией носителей в ее объеме и на поверхности можно пренебречь. Если же рекомбинация носителей в базовой области соизмерима с рекомбинационной составляющей тока эмиттера, (1.22) можно использовать с соответствующей поправкой к коэффициенту

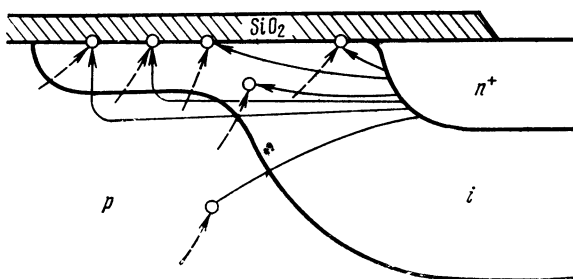


Рис. 1.3.

Разрез планарного $p-n$ -перехода.

m_b . Для практического большинства маломощных планарных кремниевых транзисторов рекомбинация носителей в базе приводит к уменьшению коэффициента m_b не более чем на 10%.

Зависимость тока эмиттера от $U_{BЭ}$ можно определить из (1.21)

Однако для практических расчетов эта формула неудобна. Поэтому представим выражение для тока эмиттера как [10]

$$I_{Э} = I_{Э0} \exp(U_{BЭ} / m_s \varphi_T). \quad (1.23)$$

В этой формуле $I_{Э0}$ и m_s являются функциями нескольких переменных. Однако, как показывает практика, величину $I_{Э0}$ для каждого транзистора в микрорежиме можно считать постоянной (при постоянной температуре). Что же касается коэффициента m_s , то при использовании формулы (1.23) следует учитывать зависимость его величины от рабочего тока. Значения коэффициента m_s для большинства маломощных планарных транзисторов лежат в пре-

делах от 1 до 1,5. Этот коэффициент изменяет свое значение в рабочем диапазоне токов несколько больше, чем коэффициент m_6 .

При работе транзистора в микрорежиме существенную роль могут играть токи утечки. При расчете вольт-амперных характеристик эмиттерного перехода для таких транзисторов следует вводить дополнительную поправку к величинам I_{B0} , $I_{Э0}$, m_6 и m_3 . Разумеется, это справедливо только при работе транзисторов в микрорежиме. При практическом использовании формула (1.22) удобна для анализа параметров транзистора, включенного по схеме ОЭ, а формула (1.23) — по схеме ОБ.

Наличие нескольких взаимозависящих составляющих токов базы и эмиттера обуславливает значительный разброс параметров $p-n$ -перехода в микрорежиме, и с изменением составляющих токов I_{B0} и $I_{Э0}$ в значительной степени будут меняться и величины I_{B0} , $I_{Э0}$, m_6 и m_3 .

На рис. 1.4 приведены усредненные зависимости параметров, входящих в формулы (1.22) и (1.23), для 150 образцов транзистора КТ312, а на рис. 1.5 зависимости дисперсии тех же параметров от тока эмиттера.

Из рис. 1.5 следует, что дисперсия $\lg I_{Э0}$ остается практически постоянной в диапазоне токов 10...100 мкА, дисперсия значений $\lg I_{B0}$ и коэффициент m_6 имеют минимальное значение при токах 1...10 мкА, дисперсия коэффициента m_3 резко уменьшается с возрастанием тока и при $I_{Э0} > 1$ мкА имеет весьма малые значения. Коэффициент m_6 до токов порядка 10 мкА характерен меньшим разбросом своих величин, а с превышением тока 10 мкА — большим разбросом, чем коэффициент m_3 .

Если ток базы рассматривать как рекомбинационный, то ток коллектора будет представлять сквозной ток эмиттерного перехода. На основании (1.20) ток коллектора можно выразить в виде

$$I_K = I_{K0} \exp^*(U_{BЭ}/m_K \Psi_T), \quad (1.24)$$

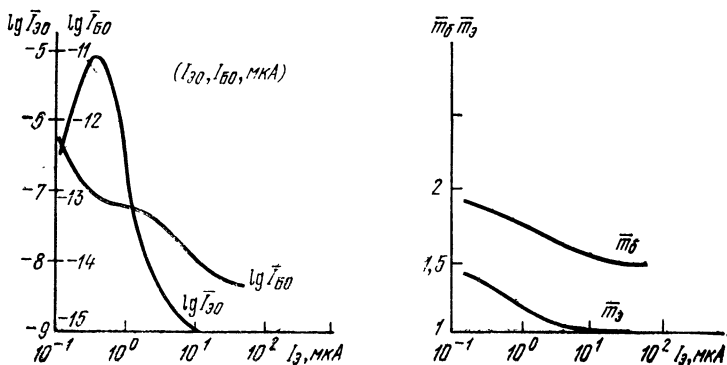


Рис. 1.4.

Усредненные зависимости параметров эмиттерного перехода для транзисторов КТ312 от тока эмиттера.

где $m_k=1 \dots 1,3$ — поправочный коэффициент, учитывающий рекомбинацию носителей в области базы и утечки переходов. При токах $I_K < 1$ мкА можно считать $m_k=1$. Таким образом, формулы (1.22) ... (1.24) описывают вольт-амперные характеристики биполярного транзистора в микрорежиме.

Для оценки влияния температуры окружающей среды на вольт-амперные характеристики биполярного транзистора в микрорежиме следует определить зависимости сквозного и рекомбинационного токов от температуры.

Зависимость сквозного тока p - n -перехода от температуры можно представить в виде [11]

$$I_{\text{скв.}} = \Psi T^2 \exp\left(-\frac{\Delta \mathcal{E}}{kT}\right) \exp \frac{U_{\text{БЭ}}}{\varphi_T}, \quad (1.25)$$

где Ψ — постоянная, не зависящая от температуры; $\Delta \mathcal{E}$ — ширина запрещенной зоны.

Температурную зависимость тока рекомбинации можно определить, подставив (1.17) в (1.10); тогда с учетом температурной зависимости n ; [12] имеем

$$I_{\text{рек}} = \frac{2A_9 q l_3}{\tau_{n0} + \tau_{p0}} \exp \frac{U_{\text{БЭ}}}{m_6 \varphi_T} \left(\frac{2\pi m_e kT}{h^2}\right)^{3/2} \exp\left(-\frac{\Delta \mathcal{E}}{2kT}\right), \quad (1.26)$$

где m_e — эффективная масса электрона; h — постоянная Планка; l_3 — ширина эмиттерного перехода.

Полагая τ_{n0} и τ_{p0} малочувствительными к температурным изменениям, (1.26) можно переписать как

$$I_{\text{рек}} \approx \Gamma \left[T^3 \exp\left(-\frac{\Delta \mathcal{E}}{kT}\right) \right]^{1/2} \exp \frac{U_{\text{БЭ}}}{m_6 \varphi_T}, \quad (1.27)$$

где Γ — постоянная, не зависящая от температуры.

При использовании формулы (1.27) для практических расчетов зависимостью члена T^3 можно пренебречь, поскольку его влияние на величину $I_{\text{рек}}$ значительно слабее влияния экспоненты [13].

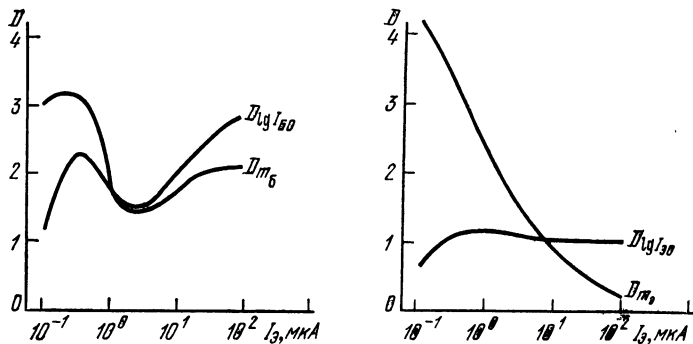


Рис. 1.5.

Зависимости дисперсии параметров эмиттерного перехода для транзисторов КТ312 от тока эмиттера.

Зависимости $I_{\text{реко}}$ и $I_{\text{скво}}$ (рис. 1.6,а) носят почти экспоненциальный характер (линейность характеристик), причем наклон зависимости $I_{\text{реко}}$ почти в два раза меньше, чем наклон $I_{\text{скво}}$. Это свидетельствует о том, что с уменьшением температуры сквозной ток уменьшается быстрее, чем рекомбинационный.

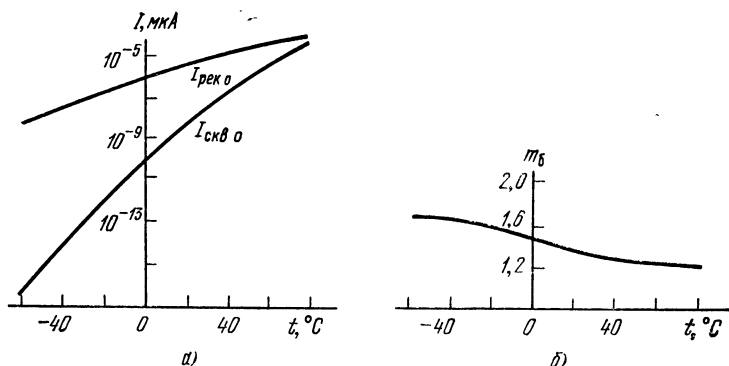


Рис. 1.6.

Экспериментальные зависимости $I_{\text{реко}}$ и $I_{\text{скво}}=f(t)$ —а и $m_б=f(t)$ —б.

Приведенная на рис. 1.6,б экспериментальная зависимость $m_б=f(t)$ для кремниевого планарного транзистора КТ312 свидетельствует об уменьшении величины коэффициента $m_б$ с ростом температуры.

1.2. Коэффициент передачи тока

При работе биполярного транзистора в широком диапазоне токов коэффициент передачи тока можно представить как произведение трех величин: коэффициента инжекции γ , коэффициента переноса неосновных носителей через базу β^* и коэффициента лавинного размножения в коллекторном переходе.

Коэффициент инжекции (эффективность эмиттера) характеризуется способностью эмиттера инжектировать в область базы неосновные носители. Для транзистора $n-p-n$ -типа этот коэффициент определяется отношением электронной составляющей к полному току эмиттера.

Коэффициент переноса β^* характеризует потери неосновных носителей в базе при их движении от эмиттера к коллектору. С уменьшением плотности тока в бездрейфовых транзисторах и в дрейфовых транзисторах, включенных инверсно, коэффициент переноса может

значительно уменьшиться из-за возрастающей роли рекомбинации неосновных носителей заряда на поверхности базы.

Для большинства маломощных планарных транзисторов, выполненных методом двойной диффузии, вследствие неравномерного распределения примеси в базе возникает электрическое поле, которое значительно ослабляет влияние поверхности на коэффициент β^* . В номинальных режимах работы транзистора коэффициент передачи в основном определяется величиной β^* , т. е. коэффициент передачи определяется рекомбинацией носителей в базе, что ставит его величину в обратную зависимость от ширины базы W .

Поскольку в микрорежиме вклад тока объемной рекомбинации в общий ток базы незначителен, ширина базы с уменьшением рабочего тока оказывает меньшее влияние на величину коэффициента передачи, чем в номинальных режимах работы биполярного транзистора.

Для оценки влияния ширины базы на величину коэффициента передачи в микрорежиме удобно проанализировать зависимость $h_{21Э} = f(W)$, где $h_{21Э}$ — статический коэффициент передачи биполярного транзистора для схемы ОЭ.

Поскольку при уменьшении тока коллектора до единиц микроампер $h_{21Э}$ уменьшается весьма значительно, причем это уменьшение определяется возрастающей ролью тока рекомбинации вне объема базы, то, сравнивая величины коэффициентов $h_{21Эн}$ (в номинальном режиме) и $h_{21Э}$ (в микрорежиме), можно определить зависимость коэффициента передачи в микроамперном диапазоне токов от напряжения $U_{КБ}$. Для этого удобно воспользоваться следующей эмпирической формулой:

$$\frac{h_{21Э}}{h_{21Э\max}} (U_{КБ}) \approx \frac{h_{21Эн\max} - h_{21Э\max}}{h_{21Эн\max}} + \frac{h_{21Э\max}}{h_{21Эн\max}} \frac{h_{21Эн}}{h_{21Эн\max}} (U_{КБ}), \quad (1.28)$$

где $h_{21Эн\max}$, $h_{21Э\max}$ — коэффициенты передачи при определенном максимальном напряжении, относительно которого определяется их изменение.

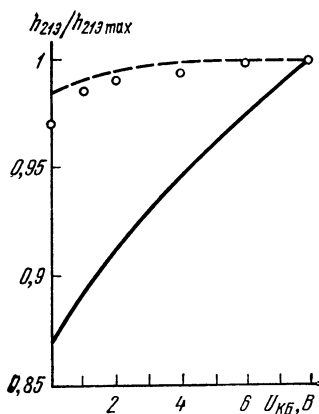


Рис. 1.7.

Зависимости $h_{21\beta}/h_{21\beta \max} \times U_{КБ}$: экспериментальная при $I_{\text{э}} = 10 \text{ мА}$ (—), рассчитанная по формуле (1.28) (---) и результаты экспериментальной проверки при $I_{\text{э}} = 10 \text{ мкА}$ для транзистора КТ312.

На рис. 1.7 приведены зависимости коэффициента передачи биполярного транзистора от напряжения $U_{КБ}$ для номинального и микрорежима. Отсюда следует, что с уменьшением тока зависимость коэффициента передачи от напряжения на коллекторном переходе вырождается.

Слабая зависимость $h_{21\beta} = f(U_{КБ})$ позволяет предположить, что ширина базы при работе транзистора в микроамперном диапазоне токов почти не оказывает влияния на его усилительные свойства.

Для проверки этого положения необходимо определить изменение ширины базы ΔW в зависимости от $U_{КБ}$. Для этого можно воспользоваться зависимостью барьерной емкости коллекторного перехода $C_{\text{к}}$ от $U_{КБ}$. Зная $C_{\text{к}} =$

$= f(U_{КБ})$, нетрудно определить зависимость ширины коллекторного перехода $l_{\text{к}}$ от $U_{КБ}$ как

$$l_{\text{к}} = A_{\text{к}} \epsilon_0 \epsilon / C_{\text{к}}, \quad (1.29)$$

где $A_{\text{к}}$ — площадь коллектора; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость кремния.

В реальных транзисторах большая часть коллекторного перехода располагается в базе (более высокоомном слое). Поэтому, если положить, что при увеличении $U_{КБ}$ коллекторный переход расширяется в сторону базы и в сторону коллектора одинаково, можно определить минимально возможное изменение ширины базы:

$$\Delta W = (l_{\text{к}} - l_{\text{к0}}) / 2, \quad (1.30)$$

где $l_{\text{к0}}$ — ширина запирающего слоя коллекторного перехода при $U_{КБ} = 0$.

Подставляя (1.29) в (1.30), записываем $\Delta W = f(U_{\text{КБ}})$ как

$$\Delta W = \frac{A_{\text{к}} \epsilon_0 \epsilon [C_{\text{к0}} - C_{\text{к}}(U_{\text{КБ}})]}{2C_{\text{к}}(U_{\text{КБ}}) C_{\text{к0}}}, \quad (1.31)$$

где $C_{\text{к0}}$ — емкость коллекторного перехода при $U_{\text{КБ}} = 0$.

Однако нас интересует не столько величина ΔW , сколько ее относительное изменение в зависимости от $U_{\text{КБ}}$. Для этого необходимо определить истинную ширину базы транзистора при $U_{\text{КБ}} = 0$. При определении W удобно использовать метод «косого шлифа» [4]. Этим методом определялась глубина залегания эмиттерного и коллекторного переходов, а затем W . В табл. 1.1 приведены значения абсолютного ΔW и относительного $\Delta W/W$ изменения ширины базы для различных $U_{\text{КБ}}$ относительно $U_{\text{КБ}} = 0$.

Таким образом, можно заключить, что изменение ширины базы на 10...15% не вызывает сколько-нибудь заметных изменений величины $h_{21Э}$ при работе планар-

ных транзисторов в микроамперном диапазоне токов. Следствием этого является, во-первых, независимость усилительных свойств биполярных транзисторов в микроамперном диапазоне токов от напряжения на коллекторном переходе, что облегчает расчет и конструирование микромощных

транзисторных схем, и, во-вторых, слабое влияние технологического разброса величин ширины базы на усилительные параметры биполярных транзисторов в микрорежиме, что позволяет увеличить процент выхода годных транзисторов в процессе их производства, если они предназначены для использования в микрорежиме.

При использовании транзисторов, как правило, напряжение на коллекторном переходе меньше величины пробивного напряжения, т. е. лавинное размножение носителей в коллекторе отсутствует.

Изложенное позволяет сделать вывод, что коэффициент передачи биполярного транзистора в микрорежи-

Таблица 1.1

$U_{\text{КБ}}, \text{В}$	$\Delta W, \text{мкм}$	$\Delta W/W 100\%$
1	0,11	6
2	0,17	9,5
3	0,21	11,8
5	0,27	15,2

ме определяется лишь коэффициентом инжекции. Статический коэффициент передачи тока можно представить как

$$h_{21Э} = (I_K - I_{КБО}) / (I_B + I_{КБО}). \quad (1.32)$$

Поскольку для планарных транзисторов обычно выполняется $I_{КБ} \gg I_{КБО}$ и $I_B \gg I_{КБО}$, то в формуле (1.32) можно пренебречь величиной $I_{КБО}$. Тогда, раскрыв значения I_K и I_B из (1.24) и (1.22), получим

$$h_{21Э} = \frac{I_{K0}}{I_{B0}} \exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T} \frac{m_6 - m_K}{m_6 m_K}\right).$$

Если при токе коллектора I_{K1} коэффициент передачи равен $h_{21Э1}$, то

$$h_{21Э} = h_{21Э1} \exp\left(\frac{U_{БЭ} - U_{БЭ1}}{\varphi_T} \frac{m_6 - m_K}{m_6 m_K}\right)$$

и

$$\frac{I_K}{I_{K1}} = \exp \frac{U_{БЭ} - U_{БЭ1}}{m_K \varphi_T}.$$

Отсюда нетрудно записать

$$h_{21Э} = h_{21Э1} \left(\frac{I_K}{I_{K1}}\right)^{\frac{m_6 - m_K}{m_6}}. \quad (1.33)$$

При $m_K = 1$ формула (1.33) запишется как

$$h_{21Э} = h_{21Э1} \left(\frac{I_K}{I_{K1}}\right)^{\frac{m_6 - 1}{m_6}}. \quad (1.34)$$

Формулы (1.33) и (1.34) позволяют определить коэффициент передачи биполярного транзистора в микрорежиме, если известен $h_{21Э1}$ при токе I_{K1} (обычно 1 мкА). На

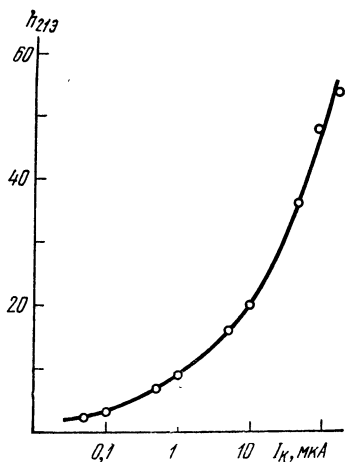


Рис. 1.8.

Расчетная зависимость $h_{21Э} = f(I_K)$ и результаты эксперимента.

рис. 1.8 приведены зависимость $h_{21Э} = f(I_K)$ в микрорежиме и результаты эксперимента для маломощного планарного транзистора.

Для практических расчетов формулу (1.34) удобно представить в виде

$$h_{21Э} = \kappa I_{K, \text{с}}^m, \quad (1.35)$$

где I_K — в мкА; $\kappa = I_{K0}^{1/m_0} / I_{B0}$ [мкА] $^{-m}$; $m = 1 - 1/m_0$.

Путем двух измерений $h_{21Э}$ при фиксированных токах нетрудно определить коэффициенты κ и m . Эти коэффициенты численно равны

$$\kappa = h_{21Э1} [\text{мкА}]^{-m}; \quad m = \lg(h_{21Э10} / h_{21Э1}),$$

где $h_{21Э1}$, $h_{21Э10}$ — коэффициенты передачи транзистора, измеренные при токах коллектора 1 и 10 мкА соответственно.

Аналогично изложенному выше, нетрудно определить зависимости $h_{21Э}$ в микрорежиме от тока эмиттера и базы соответственно:

$$h_{21Э} = h_{21Э1} (I_{Э} / I_{Э1})^{\frac{m_0(m_0 - m_K)}{m_0 m_K}};$$

$$h_{21Э} = h_{21Э1} (I_{Б} / I_{Б1})^{\frac{m_0 - m_K}{m_K}},$$

где $h_{21Э1}$ — коэффициент передачи биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером при $I_{Э} = I_{Э1}$ и $I_{Б} = I_{Б1}$ соответственно.

Статический коэффициент передачи биполярного транзистора в микрорежиме в схеме с общей базой $h_{21Б}$ можно представить как

$$h_{21Б} = h_{21Б1} (I_K / I_{K1})^{\frac{m_0 - m_K}{m_0}}; \quad h_{21Б1} = h_{21Б1} (I_{Э} / I_{Э1})^{\frac{m_0 - m_K}{m_K}};$$

$$h_{21Б1} = h_{21Б1} (I_{Б} / I_{Б1})^{\frac{m_0(m_0 - m_K)}{m_0 m_K}},$$

где $h_{21Б1}$ — коэффициент передачи тока при $I_K = I_{K1}$, $I_{Э} = I_{Э1}$ и $I_{Б} = I_{Б1}$ соответственно.

Нетрудно также записать выражение и для $1 - h_{21Б}$:

$$1 - h_{21Б} = (1 - h_{21Б1}) (I_{Э1}/I_{Э})^{\frac{m_6 - m_9}{m_6}}. \quad (1.36)$$

Приведенные выше соотношения с достаточной для инженерных расчетов точностью можно использовать при определении коэффициентов передачи тока биполярного транзистора в микрорежиме.

В табл. 1.2 приведены типовые значения коэффициентов передачи $h_{21Э}$ в микрорежиме для некоторых типов маломощных кремниевых планарных транзисторов.

Т а б л и ц а 1.2

Тип транзистора		КТ306	КТ312	КТ315	КТ342
$h_{21Э}$	$I_K = 1 \text{ мкА}$	8	12	5	21
	$I_K = 10 \text{ мкА}$	20	25	12	95

Коэффициент передачи биполярного транзистора для схемы с общим эмиттером по переменному току $h_{21э}$ нетрудно найти, зная статический коэффициент $h_{21Э}$. Поскольку

$$h_{21э} = \frac{\partial I_K}{\partial I_B} = \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} \cdot \frac{\partial U_{БЭ}}{\partial I_B},$$

его величину можно определить, раскрыв значения I_K и I_B . После преобразований получим

$$h_{21э} = (m_6/m_K) h_{21Э}. \quad (1.37)$$

Таким образом, простое соотношение (1.37) позволяет определить $h_{21э}$ через $h_{21Э}$. При этом следует отметить, что в микрорежиме коэффициент передачи по переменному току всегда оказывается большим, чем статический. Аналогично (1.37) получим связь между статическим $h_{21Б}$ и дифференциальным $h_{21б}$ коэффициентом передачи тока биполярного транзистора для схемы с общей базой в микрорежиме;

$$h_{21б} = (m_9/m_K) h_{21Б}. \quad (1.38)$$

Зависимость коэффициента передачи биполярного транзистора от температуры для микрорежима можно получить, используя выражения (1.25) и (1.27) для температурных зависимостей сквозной и рекомбинационной составляющих тока эмиттера. После преобразований формулу для температурной зависимости коэффициента передачи $h_{21Э}$ при $m_K=1$ можно представить в виде

$$h_{21Э} = \frac{1}{\Gamma} \frac{\Psi^{m_6}}{\Gamma} \left[T^3 \exp\left(-\frac{\Delta \mathcal{E}}{kT}\right) \right]^{\frac{2-m_6}{2m_6}} I_K^{\frac{m_6-1}{m_6}}. \quad (1.39)$$

Из (1.39) следует, что при $m_6=2$ коэффициент передачи не зависит от температуры: $h_{21Э} = (\Psi^{1/2}/\Gamma) I_K^{1/2}$. Однако

это условие в большинстве случаев вряд ли выполнимо, поскольку на практике коэффициент m_6 не только не равен 2, но и изменяется в диапазоне температур. Для большинства образцов маломощных планарных кремниевых транзисторов коэффициент передачи в микрорежиме увеличивается при повышении температуры (рис. 1.9). Однако для некоторых исследованных образцов эта зависимость вырождалась при уменьшении тока коллектора, а для некоторых ($\approx 2\%$) даже изменяла свой знак (с увеличением температуры коэффициент передачи уменьшается). Это явление, на наш взгляд, прежде всего связано с возрастанием коэффициента m_6 при увеличении температуры и уменьшении тока.

С уменьшением рабочего тока коэффициента передачи транзистора резко падает, и это оказывается решающим для изменения абсолютной дисперсии коэффициента $h_{21Э}$ от тока. Так, например, дисперсия для транзисторов КТ312 резко уменьшается начиная с $I_Э=10$ мкА. Относительная же дисперсия коэффициента усиления $h_{21Э}$ с уменьшением тока возрастает, однако, при токах $I_Э \leq 10$ мкА изменяется незначительно.

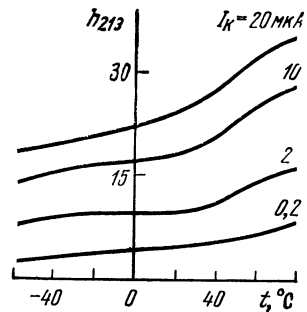


Рис. 1.9. Экспериментальные зависимости $h_{21Э} = f(t)$ для планарного транзистора.

Интересной особенностью микрорежима является то, что в режиме насыщения биполярный транзистор, работающий в микроамперном диапазоне токов коллектора, будет обладать определенными усилительными свойствами [16].

Если транзистор работает при номинальных токах, принято считать, что режим насыщения характеризуется постоянством тока коллектора при изменении тока базы. Оба перехода транзистора в режиме насыщения смещены в прямом направлении, в базе имеется избыточный заряд неосновных носителей, так что процесс изменения тока коллектора и напряжения коллектор — эмиттер может иметь место лишь после окончания процесса рассасывания избыточного заряда, которое осуществляется в течение определенного времени (время рассасывания).

В микроамперном диапазоне рабочих токов в режиме насыщения оба перехода транзистора также смещены в прямом направлении, однако степень этого смещения невелика (10 ... 20ФТ). При этом рабочие точки могут находиться на участках характеристик $p-n$ -переходов со значительной кривизной.

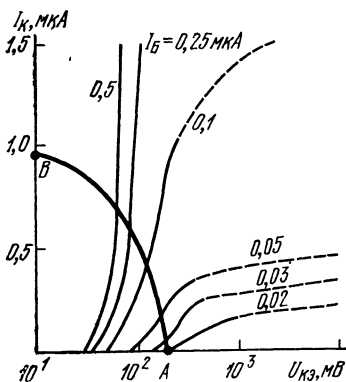


Рис. 1.10.

Начальные участки выходных характеристик малоомощного планарного транзистора в режиме насыщения (—) и в активном режиме (---).

Поэтому при изменении тока базы в определенной степени будет изменяться ток коллектора. Нестабильная работа транзистора в режиме насыщения обуславливает исследование области насыщения в микроамперном диапазоне токов.

Если на вольт-амперных характеристиках для малоомощного планарного транзистора (рис. 1.10) провести линию нагрузки, то можно

заметить, что в области насыщения транзистор обладает определенными усилительными свойствами. Каждую ветвь выходной вольт-амперной характеристики транзистора в режиме насыщения можно характеризовать двумя параметрами: 1) остаточным напряжением $U_{ост}^0$

при $I_K=0$, соответствующим точке пересечения характеристики с осью абсцисс; 2) динамическим сопротивлением [17], отражающим наклон характеристики к оси абсцисс.

Остаточное напряжение $U_{ост}^0$ в широком диапазоне рабочих токов базы можно представить в виде [15]

$$U_{ост}^0 = \varphi_T \ln \frac{I_B - I_{ЭБО}}{h_{21БI} I_B - I_{ЭБО}} + I_B r', \quad (1.40)$$

где $h_{21БI}$ — коэффициент передачи транзистора в инверсном включении для схемы с ОБ; $I_{ЭБО}$ — обратный ток эмиттерного перехода; r' — объемное сопротивление эмиттера.

Для работы транзистора в микроамперном диапазоне токов особый интерес представляет участок CD зависимости $U_{ост}^0 = f(I_B)$ для маломощного планарного транзистора (рис. 1.11). Для этого рабочего участка формулу (1.40) можно упростить, поскольку $I_B \gg I_{ЭБО}$ и член $I_B r'$, для реальных значений r' , много меньше первого члена в правой части (1.40); тогда

$$U_{ост}^0 = \varphi_T \ln(1/h_{21БI}). \quad (1.41)$$

Более строго формулу (1.41) можно представить в виде

$$U_{ост}^0 = m_0 \varphi_T \ln(1/h_{21БI}), \quad (1.42)$$

где $m_0 = 1 \dots 2$.

Для определения коэффициента передачи транзистора в режиме насыщения $h_{21Энас}$ воспользуемся формулами Эберса — Молла:

$$I_K = h_{21БI} I'_{ЭБО} \left(\exp \frac{U_{БЭ}}{\varphi_T} - 1 \right) - I'_{КБО} \left[\left(\exp \frac{U_{КБ}}{\varphi_T} \right) - 1 \right]; \quad (1.43)$$

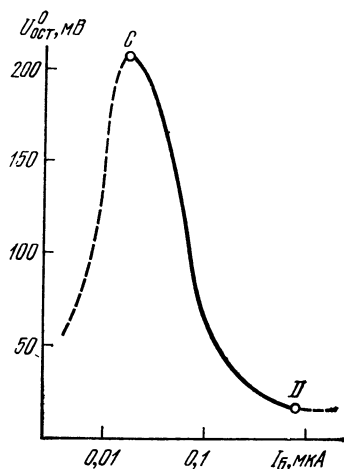


Рис. 1.11. Типовая зависимость $U_{ост}^0 = f(I_B)$ для маломощного планарного транзистора.

$$I_B = (1 - h_{21BN}) I'_{ЭБО} \left(\exp \frac{U_{БЭ}}{\varphi_T} - 1 \right) + \\ + (1 - h_{21BI}) I'_{КБО} \left(\exp \frac{U_{КБ}}{\varphi_T} - 1 \right),$$

где

$$I'_{ЭБО} = I_{ЭБО} / (1 - h_{21BN} h_{21BI}); \quad I'_{КБО} = I_{КБО} / (1 - h_{21BN} h_{21BI});$$

$U_{БЭ}$, $U_{КБ}$ — напряжение на эмиттерном и коллекторном переходах.

В микроамперном диапазоне токов, с одной стороны, следует учитывать поправку на различие идеального и реального переходов в виде коэффициента m_6 , но с другой — можно пренебречь единицей в сравнении с экспонентой в формулах (1.43).

Коэффициент $h_{21Энас}$ определим как отношение $h_{21Энас} = I_{К}/I_{Б}$.

Тогда

$$h_{21Энас} = \\ = \frac{h_{21BN} I_{ЭБО} \left(\exp \frac{U_{БЭ}}{m_{61} \varphi_T} \right) - I_{КБО} \left(\exp \frac{U_{КБ}}{m_{62} \varphi_T} \right)}{(1 - h_{21BN}) I_{ЭБО} \left(\exp \frac{U_{БЭ}}{m_{61} \varphi_T} \right) + (1 - h_{21BI}) I_{КБО} \left(\exp \frac{U_{КБ}}{m_{62} \varphi_T} \right)}. \quad (1.44)$$

Полагая $h_{21BN} \approx 1$ и $h_{21BI} \ll 1$, получаем

$$h_{21Энас} \approx \frac{I_{ЭБО} [\exp (U_{БЭ}/m_{61} \varphi_T)] - I_{КБО} [\exp (U_{КБ}/m_{62} \varphi_T)]}{I_{КБО} \exp (U_{КБ}/m_{62} \varphi_T)}. \quad (1.45)$$

Поскольку при малых токах коллектора $U_{ост} = U_{БЭ} - U_{КБ}$, то, используя (1.42), можно записать

$$U_{КБ} = U_{БЭ} - m_6 \varphi_T \ln (1/h_{21BI}). \quad (1.46)$$

Подставляя (1.46) в (1.45) и полагая $m_{61} \approx m_{62} \approx m$, после проведенных преобразований получаем

$$h_{21Э \text{ нас}} \approx \frac{I_{ЭБ0} - h_{21Б1} I_{КБ0}}{h_{21Б1} I_{КБ0}}. \quad (1.47)$$

Формулой (1.47) можно пользоваться для определения $h_{21Э \text{ нас}}$.

Для оценки величины $h_{21Э \text{ нас}}$ можно пользоваться более простой формулой, полученной из (1.45) при допущении, что $I_{КБ0} \approx I_{ЭБ0}$:

$$h_{21Э \text{ нас}} \approx 1/h_{21Э1}, \quad (1.48)$$

где $h_{21Э1}$ — коэффициент передачи транзистора в инверсном включении для схемы с общим эмиттером.

Если при выводе формулы (1.47) учесть также, что при работе планарных транзисторов в микрорежиме $h_{21Б1} \ll 1$, то можно записать

$$h_{21Э \text{ нас}} \approx 1/h_{21Б1}. \quad (1.49)$$

Формулы (1.48) и (1.49) равнозначны, поскольку в микроамперном диапазоне токов в планарных транзисторах $h_{21Э1} \approx h_{21Б1}$.

Из формул (1.47) ... (1.49) следует, что большим коэффициентом передачи в режиме насыщения обладают транзисторы с малым инверсным коэффициентом, т. е. транзисторы с сильным полем в базе (дрейфовые транзисторы).

Таким образом, для использования усилительных свойств транзистора в режиме насыщения для микроамперного диапазона токов следует выбирать дрейфовые транзисторы. Если же значительные величины $h_{21Э \text{ нас}}$ приводят к вредным эффектам, затрудняют стабилизацию рабочей точки в режиме насыщения, следует выбирать бездрейфовые транзисторы. Для этих целей могут быть использованы некоторые типы эпитаксиальных транзисторов.

Режим насыщения в микроамперном диапазоне токов может быть использован для построения усилителей с небольшими коэффициентами усиления. Так, на рис. 1.12 приведены экспериментальные зависимости

коэффициентов усиления по току K_I и по напряжению K_U для реостатного импульсного усилителя, собранного на маломощном планарном транзисторе, работающем в режиме насыщения, от тока коллектора (ток смещения $I_{\text{с}} = 20$ нА, $R_{\text{н}} = 1,1$ МОм, $E_{\text{к}} = 0,8$ В).

Таким образом, изложенное выше позволяет сделать вывод, что область насыщения транзистора, работающего

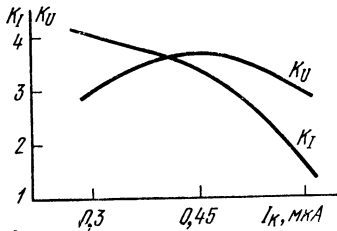


Рис. 1.12.

Экспериментальные зависимости K_I , $K_U = f(I_{\text{к}})$ для усилителя на биполярном транзисторе, работающем в режиме насыщения.

нужно дрейфовые транзисторы. Описанная особенность режима насыщения для маломощных кремниевых планарных транзисторов проявляется при токах коллектора меньше $0,5 \dots 1$ мкА.

Рассматривая область насыщения для микрорежима в транзисторе, нетрудно заметить, что если величину напряжения питания $E_{\text{к}}$ выбрать равной остаточному напряжению $U_{\text{ост}}$ для минимального рабочего тока базы, то транзистор, работающий в таком режиме, будет представлять собой идеальный ключ для запертого состояния (рис. 1.10, линия нагрузки AB).

Хотя в запертом состоянии транзистора и можно получить идеальные ключевые свойства, однако реализовать их технически весьма затруднительно, поскольку точка A (рис. 1.10) нестабильна во времени и температуре.

Заканчивая рассмотрение коэффициента передачи биполярного транзистора в микрорежиме, оценим влияние радиации на его величину. При работе в космическом пространстве основное влияние на работоспособность радиоэлектронной аппаратуры оказывают потоки прото-

ного в микрорежиме, характерна определенными усилительными свойствами. С технической точки зрения это явление имеет двойкий смысл: во-первых, появляется возможность построения усилителей, работающих в режиме насыщения без выхода в активную область, и, во-вторых, становятся необходимыми особые меры для стабилизации рабочей точки транзисторного ключа в насыщенном состоянии. В первом случае следует приме-

нов космических лучей, радиационных поясов Земли и, что особенно опасно, солнечных вспышек. При воздействии протонного излучения одним из существенных показателей действия радиации в биполярных транзисторах является значительное увеличение базового тока и уменьшение коэффициента передачи тока, которые обусловлены возникновением дополнительных центров рекомбинации в транзисторе.

Наиболее существенную роль играет рекомбинация в областях пространственного заряда эмиттера, поэтому эти области являются определяющими в биполярном транзисторе при радиационном воздействии. Поскольку при падении рабочего тока в микрорежиме увеличивается ширина запирающего слоя эмиттерного перехода, то следует ожидать увеличения роли радиационного излучения на параметры биполярного транзистора. Так как время жизни неосновных носителей уменьшается под действием корпускулярного излучения в значительно меньшей степени в кремнии p -типа, чем в кремнии n -типа [18], то радиационная стойкость $n-p-n$ -транзисторов оказывается выше стойкости $p-n-p$ -транзисторов (рис. 1.13).

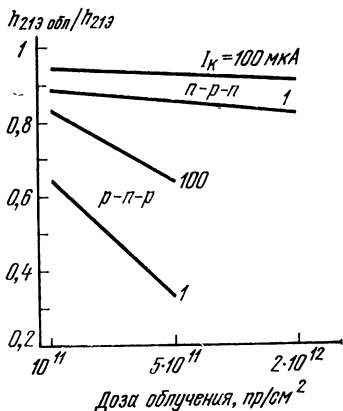


Рис. 1.13.

Экспериментальные зависимости $h_{21Э}^{обл} / h_{21Э}^*$ от дозы облучения протонами с энергией 660 МэВ для кремниевых транзисторов КТ342 ($n-p-n$) и КТ202 ($p-n-p$) при $I_K = 1$ и 100 мкА [57].

1.3. Малосигнальные параметры

Для малых сигналов биполярный транзистор можно представить в виде активного линейного четырехполюсника. Рассмотрим некоторые малосигнальные параметры биполярного транзистора в микрорежиме.

Характерной особенностью микрорежима является резкое возрастание входного сопротивления биполярного транзистора при уменьшении рабочего тока (рис. 1.14). При этом в выражениях для входного сопротивления

можно пренебречь влиянием сопротивления базы. Для схемы с общей базой на основании (1.23) можно записать

$$h_{11б} = m_6 \varphi_T / I_Э, \quad (1.50)$$

а для схемы с общим эмиттером на основании (1.22) —

$$h_{11э} = m_6 \varphi_T / I_Б. \quad (1.51)$$

Таким образом, формулами (1.50) и (1.51) можно пользоваться для определения входного сопротивления биполярного транзистора в микрорежиме.

Поскольку выше уже рассматривался малосигнальный коэффициент передачи биполярного транзистора по току, здесь остановимся на другом усилительном параметре — крутизне $S = dI_K / dU_{БЭ}$. Так как в микрорежиме значительно возрастает входное сопротивление биполярного транзистора, то часто удобно его уси-

лительные свойства выражать через крутизну. Крутизну удобно представить на основании (1.24) как

$$S = I_K / m_K \varphi_T, \quad (1.52)$$

откуда следует, что в микрорежиме при уменьшении тока коллектора крутизна уменьшается по линейному закону. Заметим, что параметром S можно пользоваться при анализе работы биполярного транзистора как для схемы с общим эмиттером, так и для схемы с общей базой.

При работе транзистора в номинальных режимах величина выходной проводимости обуславли-

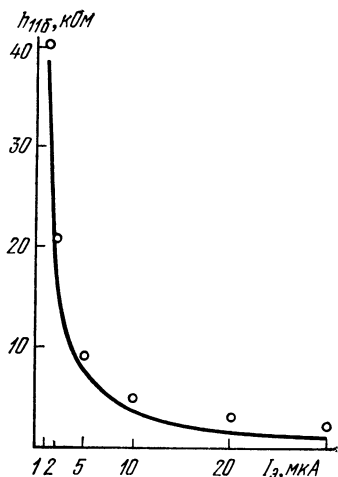


Рис. 1.14.

Расчетная зависимость $h_{11б} = f(I_Э)$ и результаты эксперимента.

вается эффектом модуляции ширины базы. Однако, как было показано выше, в микрорежиме изменение ширины базы под действием напряжения на коллекторном переходе практически не влияет на величину тока коллектора.

Таким образом, можно заключить, что эффект модуляции ширины базы не оказывает практического воздействия на величину выходной проводимости транзистора, работающего в микрорежиме, и поэтому величина выходной проводимости должна быть весьма небольшой. В данном случае выходная проводимость определяется лишь напряжением на коллекторном переходе и величиной обратного тока $I_{КБО}$.

Сопротивление коллекторного перехода r_k , величина которого обратно пропорциональна выходной проводимости биполярного транзистора, в микрорежиме можно определить для практических случаев из следующей формулы:

$$r_k = r_{k1} (I_{k1} / I_k), \quad (1.53)$$

где r_{k1} — сопротивление коллекторного перехода при $I_k = I_{k1}$.

При определении коэффициента обратной связи по напряжению биполярного транзистора, работающего в микрорежиме, можно воспользоваться методом, изложенным в работе [19]. Поскольку избыточная концентрация неосновных носителей в базе определяется сквозной составляющей тока эмиттера, величина которой пропорциональна $\exp(U_{БЭ}/\varphi_T)$, нетрудно показать, что в микрорежиме коэффициент обратной связи по напряжению сохранит порядок своих величин, характерных для номинальных режимов работы транзистора. Для определения величин коэффициента обратной связи по напряжению биполярного транзистора в микрорежиме могут быть использованы известные соотношения, справедливые для режимов номинальных токов.

Изложенное выше позволяет сделать вывод, что при переходе от номинального режима работы биполярного транзистора к микрорежиму коэффициент передачи тока и крутизна резко уменьшаются, входное сопротивление возрастает, выходная проводимость падает, а коэффициент обратной связи по напряжению сохраняет порядок своих величин.

1.4. Статическое входное сопротивление

При конструировании микромощных схем необходимо знать не только малосигнальные, но и статические параметры транзисторов в режиме микротоков. Одним из

таких параметров является статическое входное сопротивление. Статическое входное сопротивление $h_{11Э}$ для схемы ОЭ определим на основании выражения (1.51) как

$$h_{11Э} = m_{\delta T} \int_{I_{КБ0}}^{I_B} \frac{di}{i} \Big|_{(I_B - I_{КБ0})},$$

откуда для планарного транзистора в микроамперном диапазоне токов можно записать

$$h_{11Э} \approx (m_{\delta T} / I_B) \ln(I_B / I_{КБ0}). \quad (1.54)$$

Поскольку в микрорежиме при расчете входного сопротивления вполне допустимо пренебрежение величиной сопротивления базы, можно полагать, что эффект модуляции ширины базы не оказывает существенного влияния на величину входного сопротивления. Таким обра-

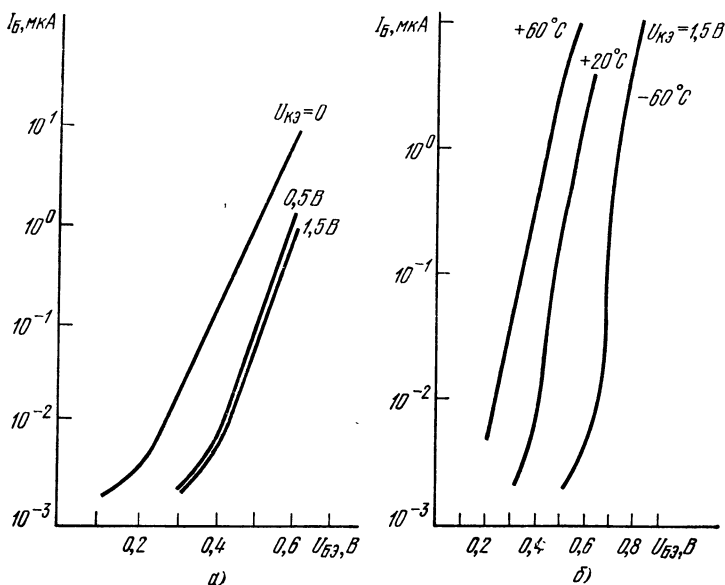


Рис. 1.15.

Входные характеристики эпитланарного транзистора при разных $U_{КЭ}$ (а) и t (б).

зом, можно заключить, что для микрорежима должна быть характерна слабая зависимость $h_{11Э} = f(U_{КЭ})$.

Из входных характеристик для эпиланарного транзистора (рис. 1.15) видно, что увеличение напряжения $U_{КЭ}$, начиная с 0,5 В, практически не влияет на ход входной характеристики (на величину входного сопротивления). При $U_{КЭ} = 0$ входная характеристика значительно смещается влево ($h_{11Э}$ уменьшается).

Это объясняется тем, что при $U_{КЭ} = 0$ оба перехода смещены в прямом направлении, т. е. входное сопротивление представляет собой параллельно включенные входные сопротивления в прямом $h_{11ЭN}$ и инверсном $h_{11ЭI}$ включении транзистора (при $U_{КЭ} \gg 0$ $h_{11Э} = h_{11ЭN}$). Поскольку [20]

$$h_{11ЭI} = h_{11ЭN} \frac{h_{21БN}(1 - h_{21БN})}{h_{21БI}(1 - h_{21БI})}, \quad (1.55)$$

можно определить $h_{11Э}$ как $h_{11ЭN} \parallel h_{11ЭI}$. Тогда

$$h_{11Э} = 2h_{11ЭN} \frac{h_{21БN}(1 - h_{21БN})}{h_{21БN}(1 - h_{21БN}) + h_{21БI}(1 - h_{21БI})}. \quad (1.56)$$

Использование формулы (1.56) для практического расчета затруднительно в связи с тем, что величины коэффициентов $h_{21БN}$ и $h_{21БI}$ для нужного режима довольно трудно определить. Однако на основании (1.56) можно заметить, что при переходе к режиму $U_{КЭ} = 0$ входное сопротивление уменьшается в большей степени у транзистора с большими $h_{21БN}$ и $h_{21БI}$ (для реальных значений этих величин в микрорежиме).

Входное сопротивление в микрорежиме, как и многие другие параметры транзистора, может значительно менять свою величину под влиянием температуры. Анализируя (1.54), можно предположить, что из параметров, входящих в (1.54), наиболее сильно зависят от температуры обратный ток и температурный потенциал. Проведенные расчеты и результаты экспериментов подтверждают это положение.

Из экспериментальных входных характеристик эпиланарного маломощного транзистора в микрорежиме при температурах -60 , $+20$, $+60^\circ\text{C}$ (рис. 1.15,б) видно,

что с увеличением температуры характеристика сдвигается влево, а $h_{11Э}$ уменьшается. Характерной особенностью этих зависимостей является то, что с изменением температуры входное сопротивление меняется по закону, близкому к линейному

Экспериментальные зависимости $h_{11Э} = f(t)$ маломощных планарных транзисторов (рис. 1.16) практически можно считать линейными, и это может облегчить расчет радиоэлектронных схем для микроамперного диапазона токов.

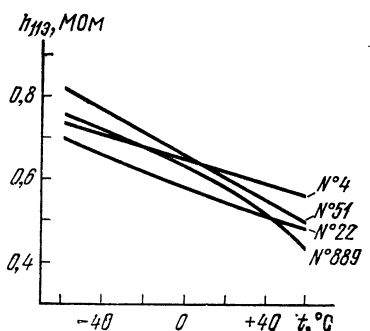


Рис. 1.16. Экспериментальные зависимости $h_{11Э} = f(t)$ для планарных транзисторов.

Для расчета и конструирования схем без предварительной отбраковки транзисторов необходимо знать разброс их параметров.

В связи с этим могут представлять интерес статистические данные относительно величин $h_{11Э}$. Входное сопротивление $h_{11Э}$ при произвольном токе базы I_B можно найти, если известно $h_{11Э1}$ при фиксированном токе базы I_{B1} по формуле, которая получена на основании (1.54):

$$h_{11Э} = h_{11Э1} \frac{I_{B1}}{I_B} + \frac{m_0 \varphi T}{I_B} \ln \frac{I_B}{I_{B1}}. \quad (1.57)$$

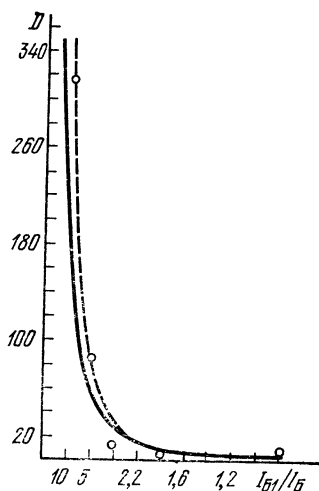


Рис. 1.17. Зависимости $D = f(I_{B1}/I_B)$, рассчитанные по формуле (1.58) (—), по формуле (1.59) (---) и экспериментальные (o o o).

Используя (1.57), можно определить дисперсию $h_{11Э}$ для тока базы I_B , зная D_1 — дисперсию $h_{11Э1}$ для I_{B1} :

$$D = D_1 (I_{B1}/I_B)^2, \quad (1.58)$$

если m_6 — достоверное событие;

$$D = D_1 \left(\frac{I_{B1}}{I_B} \right)^2 + D_{m_6} \left(\frac{\varphi_T}{I_B} \ln \frac{I_B}{I_{B1}} \right)^2, \quad (1.59)$$

если m_6 — вероятностная величина.

Рассмотрим зависимость дисперсии величин входного сопротивления от тока базы*). Из рис. 1.17 видно, что при уменьшении рабочих токов статическое входное сопротивление транзистора увеличивает не только абсолютный, но и относительный разброс своих величин. Это предъявляет особые требования к схемам, рассчитанным без отбраковки транзисторов, при их работе в микрорежиме.

Таким образом, можно сделать следующие выводы: 1) входное сопротивление при микроточках с уменьшением рабочего тока резко возрастает; 2) напряжение на коллекторном переходе планарного транзистора, начиная с $U_{кЭ} = 0,5$ В, практически не влияет на величину входного сопротивления; 3) изменение входного сопротивления под влиянием температуры в микрорежиме имеет характер, близкий к линейному; 4) с уменьшением рабочего тока разброс величин статического входного сопротивления возрастает.

1.5. Емкость эмиттерного перехода

Емкость p — n -перехода принято разделять на две составляющие: барьерную и диффузионную. Емкость коллекторного перехода имеет в основном барьерный характер и может быть определена по формулам, принятым для режима номинальных токов. Барьерная емкость эмиттерного перехода $C_{э бар}$ в микрорежиме имеет определенную специфику. Она отражает перераспределение зарядов в переходе и при небольших положительных смещениях выражается формулой Шоттки — Мотта:

$$C_{э бар} = (\varepsilon_0 \varepsilon A_s / l_{s0}) \sqrt{\varphi_0 / (\varphi_0 - U_{БЭ})}, \quad (1.60)$$

*) Дисперсия вычислялась при пересчете на шаг гистограммы, построенной для D_1 при $I_B = 10$ мкА.

где l_{**} — ширина запирающего слоя эмиттерного перехода при $U_{БЭ} = 0$.

Следует заметить, что при определенных условиях формула (1.60) может давать большую погрешность, поскольку в ней не учитывается заряд подвижных носителей в переходе. Необходимым условием справедливости формулы (1.60) для эмиттерного перехода $n-p-n$ -транзистора является [21]

$$U_{БЭ} = U_{БЭ}^* = \varphi_T \ln 0,1 (N_a/n_i)^2. \quad (1.61)$$

В дрейфовых транзисторах степень легирования базовой области значительно выше, чем в бездрейфовых, что является благоприятным фактором для применения формулы Шоттки—Мотта. Для маломощных планарных кремниевых транзисторов при $N_a = (2 \dots 3) 10^{18} \text{ см}^{-3}$ имеем $U_{БЭ}^* \approx 0,86 \text{ В}$.

При анализе барьерной емкости эмиттерного перехода в микрорежиме формулу (1.60) удобно представить в несколько ином виде, поскольку (1.60) не выражает в явной форме зависимости $C_{э \text{ бар}}$ от тока эмиттера. Нетрудно получить

$$C_{э \text{ бар}} = C_{**} \sqrt{\frac{\varphi_0}{\varphi_0 - m_3 \varphi_T \ln(I_3/I_{30})}}, \quad (1.62)$$

где C_{**} — емкость эмиттерного перехода пути $U_{БЭ} = 0$.

Диффузионная емкость отражает перераспределение зарядов в базе при изменении напряжения смещения эмиттерного перехода и определяется как $C_{э \text{ диф}} = \partial Q_6 / \partial U_{БЭ}$, где Q_6 — избыточный заряд неосновных носителей в базе.

Для $n-p-n$ -транзистора с однородным распределением примесей в базе заряд Q_6 может быть определен из формулы

$$Q_6 \approx qA_0 \int_0^W \Delta n \frac{\text{sh}[(W-x)/L]}{\text{sh}(W/L)} dx.$$

После интегрирования получаем

$$Q_6 = \frac{qA_0 L \Delta n}{\text{th}(W/L)} \left(1 - \text{sch} \frac{W}{L}\right). \quad (1.63)$$

Поскольку для транзистора всегда выполняется условие $W \ll L$, то выражение (1.63) нетрудно представить в виде

$$Q_6 \approx qA_0 \Delta n W / 2. \quad (1.64)$$

Можно показать, что в микрорежиме Δn определяется как

$$\Delta n_s = n_0 [(I_{\mathcal{E}}/I_{\mathcal{E}0})^{m_s} - 1]. \quad (1.65)$$

Подставив (1.65) в (1.64), будем иметь

$$Q_6 \approx \frac{qA_0 n_0 W}{2} \left[\left(\frac{I_{\mathcal{E}}}{I_{\mathcal{E}0}} \right)^{m_s} - 1 \right]. \quad (1.66)$$

Поскольку можно записать

$$C_{\text{диф}} = \frac{\partial Q_6}{\partial I_{\mathcal{E}}} \frac{\partial I_{\mathcal{E}}}{\partial U_{\text{БЭ}}}, \quad (1.67)$$

то после дифференцирования (1.66) по $I_{\mathcal{E}}$ и подстановки (1.50) в (1.67) в результате несложных преобразований получим выражение для диффузионной емкости эмиттерного перехода в транзистор с однородной базой для микрорежима:

$$C_{\text{диф}} = \frac{qA_0 n_0 W}{2\varphi_T} \left(\frac{I_{\mathcal{E}}}{I_{\mathcal{E}0}} \right)^{m_s}. \quad (1.68)$$

Аналогичное выражение для диффузионной емкости эмиттерного перехода в транзисторе, полученном методом двойной диффузии, для микрорежима может быть представлено в виде

$$C_{\text{диф}} = \frac{qA_0 n_0 W}{2\varphi_T \eta} \left(\frac{I_{\mathcal{E}}}{I_{\mathcal{E}0}} \right)^{m_s} [1 - \exp(1 - 2\eta) + \exp(-2\eta)], \quad (1.69)$$

где $\eta = \ln \sqrt{N_{a(s)}/N_{a(W)}}$; $N_{a(s)}$, $N_{a(W)}$ — концентрация примесей в базе у эмиттера и коллектора соответственно.

Изложенное позволяет сделать вывод, что с уменьшением тока эмиттера в микрорежиме величина диффузионной емкости падает значительно быстрее, чем величина барьерной емкости. Следовательно, начиная с некоторого тока эмиттера $I_{\mathcal{E}гр}$, можно пренебречь

влиянием диффузионной емкости на суммарную емкость перехода.

Для определения $I_{Эгр}$ положим, что должно выполняться следующее соотношение:

$$C_{э\text{ бар}}/C_{э\text{ диф}}=10. \quad (1.70)$$

Раскрыв значения $C_{э\text{ бар}}$ и $C_{э\text{ диф}}$ из формул (1.62), (1.66) или (1.69), можно получить развернутое выражение, решив которое относительно $I_{Э}$, получим формулу для определения $I_{Эгр}$. Однако практически применить такую формулу будет нельзя ввиду ее громоздкости и необходимости знать большое количество внутренних параметров транзистора. Обычно на практике для кремниевых транзисторов в микрорежиме выполняется условие

$$C_{э\text{ бар}} \approx 1,4C_{э0}. \quad (1.71)$$

Для диффузионной емкости эмиттерного перехода в микрорежиме можно записать

$$C_{э\text{ диф}} \approx I_{Э}\tau_{пр}/m_{э}\varphi_T, \quad (1.72)$$

где $\tau_{пр} = W^2/2D$.

Подставляя (1.71) и (1.72) в (1.70), после проведения преобразований будем иметь

$$I_{Эгр} = 0,14m_{э}\varphi_T C_{э0}/\tau_{пр}. \quad (1.73)$$

Зависимость $C_{э\text{ бар}}/C_{э\text{ диф}} = f(I_{Э})$ для маломощного планарного кремниевого транзистора с параметрами $\tau_{пр} = 0,11 \cdot 10^{-2}$ с, $C_{э0} = 5,5$ пФ показана на рис. 1.18.

Таким образом, приведенные упрощения позволяют сравнительно легко определить отношение емкостей перехода и величину $I_{Эгр}$ с достаточной для инженерных расчетов точностью.

В табл. 1.3 приведены типовые значения величин $I_{Эгр}$ для некоторых маломощных планарных транзисторов.

Таблица 1.3

Тип транзистора	КТ312	КТ315	КТ324	КТ342
$I_{Эгр}$, мкА	37	35	18	20

Поскольку биполярные транзисторы различных типов имеют различные площади эмиттерного перехода ^{*}), то для общей наглядности имеет смысл определить граничную плотность тока эмиттера $j_{э гр}$, при которой, а также при меньших плотностях тока можно пренебречь влиянием диффузионной составляющей емкости эмиттера.

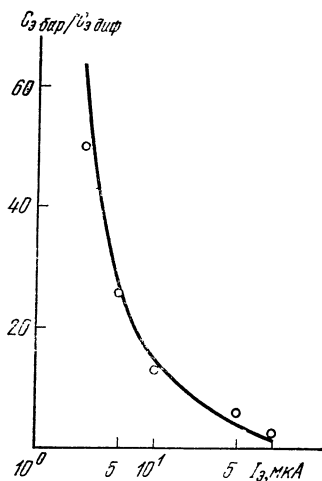


Рис. 1.18.

Расчетная зависимость $C_{э бар}/C_{э диф} = f(I_{э})$ и результаты эксперимента.

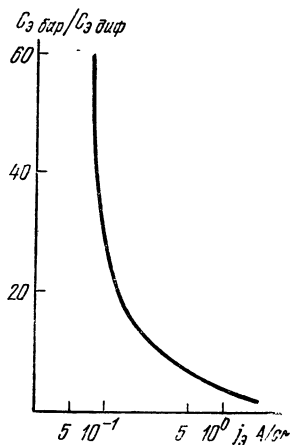


Рис. 1.19.

Типовая зависимость $C_{э бар}/C_{э диф} = f(j_{э})$ для планарных транзисторов.

Величину $j_{э гр}$ можно определить по формуле, которую нетрудно получить из (1.73):

$$j_{э гр} = 0,14 m_0 \varphi_T \epsilon_0 \epsilon / l_{э0} \tau_{пр} \quad (1.74)$$

Из типовой зависимости $C_{э бар}/C_{э диф} = f(j_{э})$ для маломощных планарных кремниевых транзисторов (рис. 1.19) следует, что $j_{э гр}$ примерно равна 0,3 А/см².

На основании вышеизложенного можно сделать вывод, что, во-первых, при работе маломощных планарных кремниевых транзисторов в микрорежиме барьер-

^{*}) Для маломощных планарных кремниевых транзисторов обычно $A_{э} = (10 \dots 100) \cdot 10^{-6}$ см².

ная емкость эмиттерного перехода практически не зависит от тока эмиттера и, во-вторых, влиянием диффузионной емкости на суммарную емкость эмиттера можно пренебречь при токах эмиттера, меньших 15... 40 мкА.

Емкость эмиттера можно значительно уменьшить, используя эмиттер с широкой запрещенной зоной (транзистор с гетеропереходом) [22]. Однако работа такого транзистора в микрорежиме вряд ли возможна из-за большого количества рекомбинационных ловушек на границе раздела гетероперехода.

1.6. Граничная частота усиления

Характерной особенностью микрорежима является ухудшение частотных свойств транзистора при уменьшении рабочего тока.

При работе транзистора в широком диапазоне токов его частотные свойства зависят от следующих факторов: 1) постоянной времени входной цепи, определяемой емкостью и сопротивлением эмиттерного перехода, а также сопротивлением генератора; 2) постоянной времени пролета носителей через базу от эмиттера к коллектору и 3) постоянной времени выходной цепи, определяемой в основном емкостью коллекторного перехода и сопротивлением в цепи коллектора R_K .

Время пролета носителей через базу практически не оказывает влияния на граничную частоту усиления транзистора в микрорежиме. Так, изменение ширины базы на 15% для транзисторов типа КТ312 в микроамперном диапазоне токов коллектора приводило лишь к изменению граничной частоты $f_{h_{21б}}$ на десятые доли процента.

Влияние выходной цепи на граничную частоту усиления транзистора в микрорежиме проявляется лишь при больших сопротивлениях в цепи коллектора. Однако для большинства усилительных схем выполняется условие $R_K \leq r_3 C_3 / 10 C_K$, которое является достаточным для практического отсутствия влияния выходной цепи на частотные параметры транзистора в микрорежиме. Таким образом, в определении частотных свойств транзистора в микрорежиме времена пролета носителей через базу и перезаряда емкости коллекторного перехода практически не учитываются.

Следует отметить, что поскольку с изменением напряжения на коллекторном переходе изменяются лишь постоянная времени пролета носителей через базу (за счет изменения ширины базы) и постоянная времени выходной цепи (за счет изменения емкости коллектора), а постоянная времени входной цепи не претерпевает значительных изменений, на основании вышеизложенного можно заключить, что граничная частота усиления транзистора в микрорежиме практически не зависит от величины напряжения питания. Это обстоятельство подтверждается экспериментом.

Граничная частота усиления транзистора в микрорежиме определяется постоянной времени входной цепи. Граничную частоту усиления транзистора в микрорежиме для схемы с общей базой можно определить как

$$f_{h_{216}} = (R_r + r_s) / 2\pi R_r r_s C_s, \quad (1.75)$$

где R_r — сопротивление генератора.

При $R_r \gg r_s$ формулу (1.75) можно переписать в виде

$$f_{h_{216}} \approx 1 / 2\pi r_s C_s. \quad (1.76)$$

Поскольку, как было показано выше, в микрорежиме емкость эмиттерного перехода практически не зависит от тока эмиттера, зависимость $f_{h_{216}} = F(I_{\text{Э}})$ определяется в основном изменением величины входного сопротивления. Найдя значение r_s , получим

$$f_{h_{216}} = I_{\text{Э}} / 2\pi m_s \varphi_T C_s. \quad (1.77)$$

Отсюда следует, что с уменьшением рабочего тока граничная частота $f_{h_{216}}$ должна уменьшаться по линейному закону. Для практических расчетов удобно использовать формулу

$$f_{h_{216}}^I = f_{h_{2161}}^I (I_{\text{Э}} / I_{\text{Э1}}), \quad (1.78)$$

где $f_{h_{2161}}^I$ — граничная частота усиления транзистора для схемы с общей базой при $I_{\text{Э}} = I_{\text{Э1}}$.

Для определения влияния температуры окружающей среды на $f_{h_{216}}$ в микрорежиме воспользуемся формулой (1.77). Поскольку значения m_s и C_s слабо зависят от температуры, а φ_T линейно возрастает с увеличением темпе-

ратуры, можно заключить, что в микрорежиме $f_{h_{216}}$ убывает с увеличением температуры ($f_{h_{216}} \sim 1/T$).

Зная величину $f_{h_{216}}$, нетрудно определить и другие граничные частоты транзистора в микрорежиме: граничную частоту усиления для схемы с общим эмиттером $h_{h_{216}}$ и граничную частоту $f_{гр}$, при которой коэффициент передачи по току для схемы ОЭ по модулю равен единице:

$$f_{h_{216}} \approx f_{h_{216}} (1 - h_{2160}); \quad f_{гр} \approx f_{h_{216}} \sqrt{2h_{2160} - 1},$$

где h_{2160} — коэффициент передачи транзистора для схемы ОБ на низкой частоте.

Если известна $f_{гр1}$ при токе $I_{Э1}$, то граничную частоту $f_{гр}$ при произвольном токе эмиттера в микрорежиме можно определить по формуле

$$f_{гр} = f_{гр1} \frac{I_{Э}}{I_{Э1}} \sqrt{\frac{2h_{2161} (I_{Э}/I_{Э1})^{\frac{m_s - m_k}{m_k}} - 1}{2h_{2161} - 1}}. \quad (1.79)$$

Следует заметить, что в приведенных выше формулах не учтено влияние инерционности рекомбинационных процессов в эмиттерном переходе биполярного транзистора, что, однако, вполне допустимо при определении граничных частот с точностью, достаточной для инженерной практики.

Ухудшение частотных свойств транзистора с падением рабочего тока является серьезным препятствием для эффективного использования транзисторных структур в микромощных схемах. Для улучшения частотных свойств, как это следует из формулы (1.77), необходимо уменьшать емкость эмиттерного перехода, которая, как было показано выше, в микрорежиме носит барьерный характер. Для ее уменьшения могут быть предложены два способа: 1) уменьшение площади эмиттера и 2) увеличение ширины запирающего слоя за счет уменьшения количества примесей в области базы, прилегающей к эмиттерному переходу.

Возможности уменьшить площадь эмиттера будут рассмотрены ниже. Здесь же следует отметить, что емкость эмиттера в значительной степени зависит от

глубины залегания эмиттерного перехода. Простой расчет показывает, что емкость пассивных областей эмиттера (емкость «боковой поверхности»), которые не участвуют в образовании тока коллектора, составляет 20...80% общей емкости эмиттера (в зависимости от площади и глубины залегания эмиттерного перехода). Таким образом, уменьшая глубину залегания перехода (при заданной площади), можно снизить величину эмиттерной емкости. Однако при этом возрастает влияние поверхностных состояний базы, что может привести к резкому падению коэффициента усиления. Поэтому для уменьшения эмиттерной емкости глубину залегания перехода можно менять лишь в довольно узких пределах.

Если уменьшать концентрацию примесей в области базы, прилегающей к эмиттеру, сохраняя при этом постоянными ширину базы и общее количество примесей в ней, в конечном счете получим в области базы тормозящее поле для носителей, инжектированных эмиттером. Однако, если это поле сделать не слишком большим, коэффициент усиления такого транзистора в микрорежиме практически не изменится, а емкость эмиттерного перехода может значительно уменьшиться. В этом случае граничная частота возрастает. Зависимость граничной частоты $f_{h_{21б}}$ от распределения примесей в базе можно представить следующей формулой, полученной исходя из результатов работы [23]:

$$f_{h_{21б}} \approx 0,22 I_{э} / \sqrt{m_e \varphi_T q_s N_a \ln(I^*/I_{э})}, \quad (1.80)$$

где $I^* = q D_n n_n p_p \int_0^W p dx$ (p_p — концентрация дырок в базе у эмиттера).

Отсюда можно сделать вывод, что транзисторы с тормозящим полем при использовании их в микрорежиме могут иметь большую граничную частоту усиления, чем их аналоги с ускоряющим полем. Однако при изготовлении структур с тормозящим полем заданной конфигурации могут встретиться значительные трудности. Поэтому в качестве компромиссного решения можно рекомендовать транзисторные структуры с однородным распределением примесей в базе, которые имеют также и другие преимущества перед транзисторными

структурами как с тормозящим, так и с ускоряющим полем в базе (при одинаковых режимах они потребляют меньшую мощность в открытом состоянии, имеют более стабильные остаточные параметры и т. д.).

Из приведенных на рис. 1.20 зависимостей $f_{h_{21c}}$ от плотности тока эмиттера видно, что при плотностях тока эмиттера, меньших $j_э=0,1$ А/см², граничная частота транзистора с однородной базой больше, чем у транзистора с ускоряющим полем.

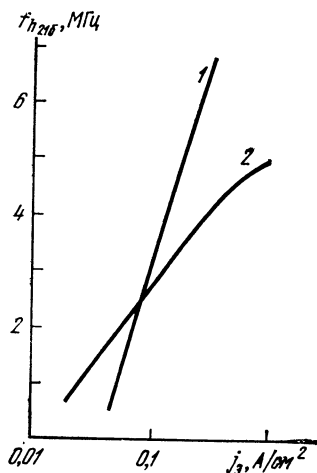


Рис. 1.20. Зависимости $f_{h_{21c}}=F(j_э)$ для биполярного транзистора с ускоряющим полем (1) и однородной базой (2); $W \approx 2$ мкм.

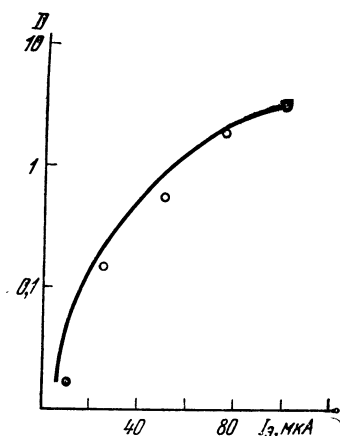


Рис. 1.21. Зависимость дисперсии величин граничной частоты от тока эмиттера для 100 образцов маломощных планарных кремниевых транзисторов КТ312.

Таким образом, для работы в микро- и наноамперном диапазоне токов эмиттера транзистор с однородной базой обладает лучшими частотными свойствами, чем обычные транзисторы с ускоряющим полем в базе.

Для определения разброса значений величин $f_{h_{21c}}$ маломощных планарных кремниевых транзисторов в зависимости от тока эмиттера воспользуемся формулой (1.78). Тогда $D = D_1 (I_э / I_{э1})^2$, где D, D_1 — дисперсии распределения величин при токах $I_э$ и $I_{э1}$ соответственно.

Характерной особенностью зависимости величин граничной частоты от тока эмиттера (рис. 1.21) является то, что не только абсолютный, но и относительный разброс величин $f_{h_{21Б}}$ падает с уменьшением тока.

1.7. Коэффициент шума

В широком диапазоне рабочих частот собственные шумы биполярного транзистора обуславливаются дробовым эффектом и тепловыми флуктуациями в сопровивлениях слоев (высокочастотные шумы) и поверхностными состояниями вблизи областей переходов (низкочастотные шумы).

Уровень шумов принято оценивать коэффициентом шума, т. е. отношением полной мощности шумов в нагрузке к той части полной мощности, которая обусловлена шумами источника сигнала. Для анализа коэффициента шума $F_{ш}$ можно воспользоваться эквивалентной схемой биполярного транзистора с генераторами шумов [24], откуда, используя методику, описанную в [19], можно получить

$$F_{ш} = 1 + \frac{r_6}{R_r} + \frac{I_{Э} [r_s^2 + (1 - h_{21Б})(R_r + r_6)^2] + I_{КБО} (R_r + r_6 + r_s)^2}{2\varphi_T R_r} + \frac{\Gamma_s (R_r + r_6)^2 + \Gamma_k (R_r + r_6 + r_s)^2}{4kTR_r f}, \quad (1.81)$$

где Γ_s , Γ_k — коэффициенты, учитывающие шумовые свойства эмиттерного и коллекторного перехода [19] соответственно. Формула (1.81) является общей формулой для расчета величин $F_{ш}$ как для микрорежима, так и для режима номинальных токов.

Поскольку для микрорежима, как было показано выше, граничная частота усиления с уменьшением рабочих токов резко падает, основной практический интерес представляет исследование шумов транзистора в килогерцевом диапазоне частот. Из формулы (1.81) следует, что с уменьшением рабочей частоты f величина коэффициента шума возрастает (рис. 1.22).

Из рис. 1.22 видно, что интенсивное возрастание $F_{ш}$ начинается с $f=1$ кГц. Если обозначить

$$(R_r + r_6) / r_s = \Psi, \quad (1.82)$$

то формулу (1.81) можно представить в виде

$$F_{ш} = 1 + \frac{r_6}{R_r} + \frac{I_{Э}^2 r_6^2 [1 + \Psi^2 (1 - h_{21Б})] + I_{КБО} r_6^2 (\Psi + 1)^2}{2\varphi_r R_r} + \frac{r_6^2 [\Gamma_3 \Psi^2 + \Gamma_k (\Psi + 1)^2]}{4kTR_r f} \quad (1.83)$$

Из формул (1.79), (1.81) нетрудно увидеть, что $F_{ш}$ при определенном сопротивлении источника сигнала имеет минимальную величину, которую принято называть оптимальным сопротивлением генератора $R_{r\text{opt}}$, которое, имея малую величину при номинальных токах,

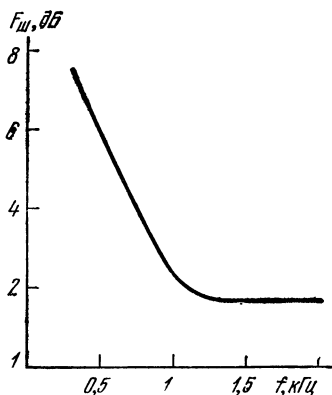


Рис. 1.22.

Зависимость $F_{ш}$ от f для малошумящего планарного кремниевго транзистора при $I_{Э} = 100$ мкА.

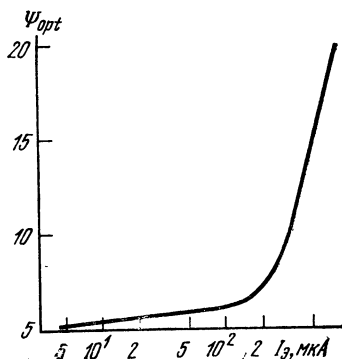


Рис. 1.23.

Типовая зависимость $\Psi_{\text{opt}} = f(I_{Э})$ для транзистора КТ312.

значительно возрастает в микрорежиме. Если заменить в (1.82) и (1.83) R_r на $R_{r\text{opt}}$, то, зная зависимость $\Psi_{\text{opt}} = f(I_{Э})$, можно определить коэффициент шума (рис. 1.23).

Из рис. 1.23 видно, что при $I_{Э} \leq 100$ мкА, величина Ψ_{opt} практически постоянна. Если пренебречь r_6 ввиду ее малости в сравнении с $R_{r\text{opt}}$, тогда

$$R_{r\text{opt}} \approx \Psi_{\text{opt}} r_6 \quad (1.84)$$

Подставляя (1.50) в (1.84), можно записать

$$R_{\Gamma \text{ opt}} \approx m_3 \varphi_T \Psi_{\text{opt}} / I_{\text{Э}}. \quad (1.85)$$

Отсюда нетрудно записать инженерную формулу для расчета оптимального сопротивления генератора при $I_{\text{Э}} < 100$ мкА, которая для транзистора КТ312 имеет вид

$$R_{\Gamma \text{ opt}} \approx 7,5 \varphi_T / I_{\text{Э}}. \quad (1.86)$$

Более строго величину $R_{\Gamma \text{ opt}}$ можно определить исходя из зависимости (1.81), которую, учитывая, что для микрорежима $r_{\text{э}} \gg r_{\text{б}}$, нетрудно привести к виду

$$F_{\text{ш}} = 1 + \frac{I_{\text{Э}}[r_{\text{э}}^2 + R_{\Gamma}^2(1 - h_{21\text{Б}})] + I_{\text{КБО}}(R_{\Gamma} + r_{\text{э}})^2}{2\varphi_T R_{\Gamma}} + \frac{\Gamma_{\text{э}} R_{\Gamma}^2 + \Gamma_{\text{к}}(R_{\Gamma} + r_{\text{э}})}{4kTR_{\Gamma}f}. \quad (1.87)$$

Подставив (1.50) в (1.87), возьмем первую производную по R_{Γ} , после чего, приравняв полученное выражение нулю, решим его относительно R_{Γ} . Полагая $R_{\Gamma}^2 \gg r_{\text{э}}^2$, после преобразований будем иметь

$$R_{\Gamma \text{ opt}} = \frac{m_3 \varphi_T}{\sqrt{I_{\text{Э}}^2(1 - h_{21\text{Б}}) - I_{\text{Э}} I_{\text{КБО}} + I_{\text{Э}} \Gamma / 2qf}}, \quad (1.88)$$

где $\Gamma = \Gamma_{\text{э}} + \Gamma_{\text{к}}$.

При $f \geq 1$ кГц с учетом (1.36) выражение (1.88) примет вид

$$R_{\Gamma \text{ opt}} = \frac{m_3 \varphi_T}{\sqrt{I_{\text{Э}}^2(1 - h_{21\text{Б}})(I_{\text{Э}1} / I_{\text{Э}})^{\frac{m_6 - m_3}{m}} - I_{\text{Э}} I_{\text{КБО}}}}. \quad (1.89)$$

Из формул (1.88), (1.89) следует, что величина $R_{\Gamma \text{ opt}}$ возрастает с увеличением тока эмиттера и что транзисторы с малыми $I_{\text{КБО}}$ имеют относительно небольшие величины $R_{\Gamma \text{ opt}}$.

Из формул (1.81), (1.83) и (1.87) следует, что величина коэффициента шума в значительной степени зависит от тока эмиттера.

Уменьшение $F_{\text{ш}}$ с падением тока является основным фактором, определяющим зависимость $F_{\text{ш}} = f(I_{\text{Э}})$ в миллиамперном диапазоне токов. Однако при уменьшении $I_{\text{Э}}$

в микрорежиме значительно возрастают r_s и $1 - h_{21Б}$, что приводит к увеличению $F_{ш}$. Изложенное позволяет сделать вывод, что коэффициент шума имеет минимальную величину при определенном токе $I_{Э\text{opt}}$ (рис. 1.24). На рис. 1.24 явно обозначен ток $I_{Э\text{opt}}$.

Для определения $I_{Э\text{opt}}$ расчетным путем можно воспользоваться выражением (1.87), предварительно раскрыв значение r_s . Взяв первую производную по $I_{Э}$, приравняв полученное выражение нулю и решив его относительно $I_{Э}$, после преобразований получим:

при $R_r \gg r_s$,

$$I_{Э\text{opt}} = m_s \varphi_T / R_r \sqrt{1 - h_{21Б}}; \quad (1.90a)$$

при $R_r \ll r_s$,

$$I_{Э\text{opt}} = 2I_{КБО}; \quad (1.90б)$$

В формуле (1.90a) не учтена зависимость $(1 - h_{21Б}) = f(I_{Э})$. Для учета этой зависимости подставим (1.36) в (1.87) и проведем аналогичные математические действия. Тогда

$$I_{Э\text{opt}} = \left[\frac{m_6 m_s \varphi_T^2}{(1 - h_{21Б}) R_r^2 I_{Э1} \frac{m_6 - m_s}{m_6}} \right]^{\frac{m_6}{m_6 + m_s}}. \quad (1.91)$$

Формулы (1.88) ... (1.91) позволяют расчетным путем определить оптимальный режим работы биполярного транзистора, если известно R_r либо $I_{Э}$, что часто имеет место при практическом расчете схем. Однако в биполярном транзисторе существует такой режим, при котором коэффициент шума имеет самую минимальную величину из всевозможных сочетаний R_r и $I_{Э}$. Сопротивление генератора и ток эмиттера, при которых имеет место наименьший коэффициент шума, обозначим как $R_{r\text{opt}}^{\text{opt}}$ и $I_{Э\text{opt}}^{\text{opt}}$. Для определения $R_{r\text{opt}}^{\text{opt}}$ и $I_{Э\text{opt}}^{\text{opt}}$ для диапазона частот, где можно пренебречь влиянием поверхностных шумов, воспользуемся выражением (1.81), опустив последнее слагаемое в правой части. Взяв первую производную по R_r , приравняв полученное выражение нулю, положив

$I_{\text{Э}} = I_{\text{Э opt}}$ и решив его, получим (с учетом реальных значений параметров маломощных планарных кремниевых транзисторов в микрорежиме)

$$R_{\Gamma \text{ opt}}^{\text{opt}} \approx \sqrt{2\varphi_T r_6 / I_{\text{КБЭ}}} \quad (1.92)$$

Подставив (1.92) в (1.90а) и (1.91), получим

$$I_{\text{Э opt}}^{\text{opt}} \approx m_3 \sqrt{\varphi_T I_{\text{КБЭ}} / 2r_6 (1 - h_{21Б})}$$

и

$$I_{\text{Э opt}}^{\text{opt}} \approx \left[\frac{m_6 m_3 \varphi_T I_{\text{КБЭ}}}{2r_6 (1 - h_{21Б}) I_{\text{Э1}} \frac{m_6 - m_3}{m_6}} \right]^{\frac{m_6}{m_6 + m_3}}$$

Эти формулы позволяют определить оптимальную схему и режим работы транзистора с точки зрения получения минимального коэффициента шума. Для прак-

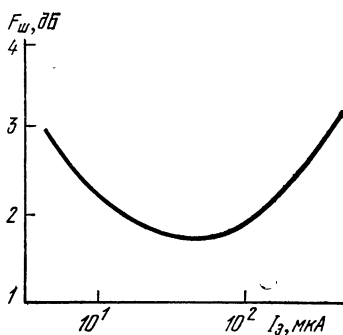


Рис. 1.24.

Зависимость $F_{\text{ш}} = j(I_{\text{Э}})$ для маломощного планарного кремниевого транзистора при $R_{\Gamma} = R_{\Gamma \text{ opt}}$, $f = 1$ кГц.

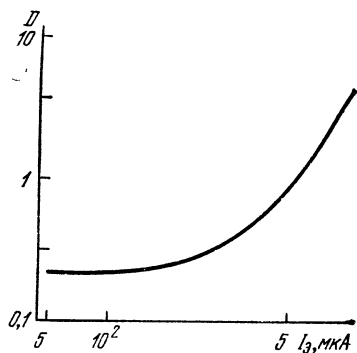


Рис. 1.25.

Зависимость дисперсии величин коэффициента шума от тока эмиттера для партии маломощных планарных кремниевых транзисторов.

тического большинства маломощных планарных кремниевых транзисторов имеют место $I_{\text{Э opt}} = 15 \dots 150$ мкА, $R_{\Gamma \text{ opt}} = 1 \dots 30$ кОм.

Коэффициент шума, как и многие другие параметры транзисторов, характеризуется разбросом своих величин внутри типа и даже партии транзисторов. Величина это-

го разброса зависит не только от технологических особенностей изготовления, но и от режима работы транзисторов.

Дисперсия коэффициента шума уменьшается с падением тока (рис. 1.25). Однако следует отметить, что при токах порядка 20...30 мкА и меньше дисперсия резко увеличивается с падением тока (точных значений D при $I_{\text{э}} < 50$ мкА получить не удалось в связи со значительными нестабильностями). Минимальная величина дисперсии коэффициента шума имеет место при токах, близких к $I_{\text{э опт}}$.

Таким образом, режим работы, при котором имеет место минимальный коэффициент шума, характеризуется также и минимальным разбросом его величин, т. е. такой режим является оптимальным для работы малошумящих транзисторных усилителей.

1.8. Особенности микро мощных транзисторов

В маломощных кремниевых планарных транзисторах главной причиной уменьшения коэффициента усиления при малых плотностях тока является рекомбинационный ток эмиттерного перехода. Увеличения отношения сквозной и рекомбинационной составляющих эмиттерного перехода можно достичь увеличением плотности тока эмиттера. Чтобы ток эмиттера был мал (транзистор работает в микрорежиме), а плотность тока велика, необходимо уменьшать площадь эмиттера. Это приводит не только к повышению коэффициента передачи, но и к увеличению граничных частот (из-за уменьшения $C_{\text{э}}$) транзистора для микрорежима. Таким образом, при создании микро мощных транзисторов необходимо изготавливать эмиттер минимально возможной площади.

Одной из основных технологических операций, применяемых при изготовлении полупроводниковых приборов, является фотолитография. В настоящее время для экспозиции используют источники видимого света или ультрафиолетового диапазона, которые принципиально позволяют получить рисунки с минимальными размерами примерно 1 мкм. Дифракция света ограничивает получение четких изображений меньше 1 мкм. Поэтому для уменьшения размеров рисунков целесообразно ис-

пользовать источники с более короткой длиной волны.

Одним из таких источников является пучок электронов, длина волны которого λ определяется по формуле

$$\lambda = h/m_e v,$$

где v — скорость электрона.

Экспонирование фоторезистов электронными пучками возможно двумя различными методами: 1) использованием острогофокусированного электронного зонда малых размеров, сканирующего по заданной программе, и 2) одновременным проецированием уменьшенного изображения шаблона на поверхность образца путем облучения широким пучком электронов. При экспонировании электронным зондом малого диаметра можно добиться получения ширины линии вплоть до 0,25 мкм при неточности края менее 0,1 мкм [25].

Существенным недостатком метода сканирования является падение плотности тока в луче при малых диаметрах электронного зонда, что приводит к значительному времени экспозиции. Из-за большого времени экспозиции структуры ее приходится обходить лучом несколько раз, что снижает точность нужной конфигурации и уменьшает резкость края.

Применение теневого метода позволяет изготовить одновременно несколько рисунков. При этом удается получить линии шириной примерно 0,2 мкм.

Обеспечение минимальных размеров структуры во многом определяется процессом травления после фотолитографии. При этом для устойчивого серийного выхода транзисторов обычно приходится несколько увеличивать размеры переходов по сравнению с принципиальными возможными.

Для получения переходов малых размеров с применением электронной фотолитографии вместо процессов диффузии может быть использовано ионное легирование. С помощью эллиптической технологии можно обеспечить весьма малые размеры переходов (разрешение примерно 0,01 мкм) [26]; при этом может быть достигнута плотность упаковки компонентов на пластине 10^9 комп./см².

Уменьшение площади эмиттера является лишь одним из путей улучшения свойств микромощных транзисторов. Поскольку в рекомбинационном токе эмиттерного перехода поверхностная составляющая является основ-

ной, то при создании микромощных транзисторов можно использовать методы, направленные на ее уменьшение.

Одним из таких методов может явиться отжиг кристаллов в различных газовых средах. Отжигом можно изменять поверхностное состояние кристалла, которое оказывает непосредственное влияние на величину тока рекомбинации. При отжиге приборов в атмосфере водорода наблюдается уменьшение, а в атмосфере кислорода — увеличение рекомбинационного тока. Изменением поверхностных состояний кремниевых планарных транзисторов удалось получить транзисторы, имеющие достаточно большой коэффициент передачи при токе коллектора порядка 10 мкА [6].

Другим путем уменьшения поверхностной составляющей рекомбинационного тока эмиттера является сужение $p-n$ -перехода на его границе с поверхностью. Этого можно достичь дополнительным легированием поверхности базы непосредственно около эмиттерного перехода.

Сравнение транзисторов с разной степенью легирования поверхности базы показало, что рекомбинационный ток транзисторов с более высоколегированной поверхностью базы значительно меньше, чем для транзисторов с менее легированной поверхностью. Кроме того, дополнительное легирование поверхности базы несколько уменьшает разброс электрических параметров транзистора, связанных с состоянием поверхности базы, и улучшает шумовые свойства. Это свидетельствует о перспективности использования данного метода для улучшения эксплуатационных параметров микромощных транзисторов. К недостаткам метода следует отнести существенное усложнение технологии производства транзисторов из-за необходимости особо точного соблюдения режимов диффузии и введения дополнительных операций, связанных с подлегированием базы.

Пассивация транзисторов фосфорносиликатным стеклом приводит к уменьшению рекомбинационной и канальной составляющих. Еще большее снижение этих компонентов достигается при пассивации фосфорносиликатным стеклом с последующим отжигом во влажном кислороде [8]. В этом случае устойчивое значение

$$h_{21Э} = 800 \dots 1200 \text{ при } I_Э = 10 \text{ мкА.}$$

Для ослабления вредного влияния поверхности на параметры микро мощных транзисторов можно также использовать метод неравномерного электрического смещения эмиттерного $p-n$ -перехода [27]. Этого можно достичь, если использовать такую конфигурацию эмиттера, при которой ток, растекаясь по радиусу внутри эмиттера от центра, создаст электрический потенциал, в результате которого периферийные области (края) эмиттерного перехода окажутся под меньшим напряжением, чем центральная часть. Такой эффект может быть получен в тонких эмиттерах (0,1...0,5 мкм), площадь которых во много раз (≥ 100) превосходит площадь омического контакта эмиттерного вывода. Получение таких эмиттеров легко осуществляется методами элионной технологии, однако получение омических контактов малой площади в настоящее время является технически трудно осуществимой задачей.

Если эмиттер микро мощного транзистора сформировать путем глубокой диффузии в базовую область, то транзистор будет иметь чрезвычайно высокий коэффициент передачи тока ($h_{21Э} \approx 5000$), даже если токи коллектора не превышают 1 мкА [28]. Это усиление на несколько порядков превышает усиление обычных транзисторов в микро режиме. Такие транзисторы работают вблизи от режима прокола базы. В связи с этим на микро токах они имеют очень малый спад коэффициента передачи тока. Вероятно, это происходит потому, что имеется большая разница между отпирающим напряжением по переходу эмиттер—база в центре (вблизи от перехода коллектор—база) и возле поверхности. Большое различие этих напряжений приводит к уменьшению рабочего тока, при котором происходит спад коэффициента передачи.

В заключение заметим, что повышения коэффициента передачи тока и улучшения частотных свойств микро мощного биполярного транзистора можно достичь используя режим лавинного умножения носителей в коллекторном переходе [29].

Помимо биполярных транзисторов, широкое применение в микро мощных устройствах находят полевые транзисторы.

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевыми (униполярными) транзисторами называются полупроводниковые приборы, управляемые не так как обычные (биполярные) транзисторы, а напряжением. Наиболее характерной чертой полевых транзисторов является высокое входное сопротивление. В своей работе полевые транзисторы используют под действием носители зарядов лишь одного знака (либо только электроны, либо только дырки) в отличие от биполярных транзисторов, работа которых осуществляется за счет обоих типов подвижных носителей заряда (электронов и дырок). Использование полевых транзисторов вместо биполярных в ряде электронных устройств позволило существенно упростить схемы, повысить их надежность, улучшить эксплуатационные свойства. Близкие перспективы имеет использование полевых транзисторов в микромощной электронике.

В настоящее время наибольшее распространение получили два типа полевых транзисторов: транзистор с $p-n$ -переходом и транзистор со структурой металл-полупроводник (МОП).

2.1. Полевые транзисторы с $p-n$ -переходом

В полевых транзисторах, в которых модуляция ширины канала осуществляется пространственным зарядом $p-n$ -переходов, величина входного сопротивления складывается из обратных токов переходов. При исполнении для полевых транзисторов на основе кремниевой технологии величина входного сопротивления обычно лежит в пределах $10^9 \dots 10^{12}$ Ом.

Для снижения потребляемых и рассеиваемых мощностей в полевом транзисторе прежде всего следует уменьшать величину тока стока I_c . При работе в области насыщения (пологая часть характеристик) для малых токов стока (десятки и сотни микроампер) вса амперная характеристика может быть рассчитана по формулам, справедливым для номинальных режимов. Так, ток стока полевого транзистора с однородным распределением примесей в канале можно определить

дующим образом:

$$I_C = \frac{1}{R_{\text{хо}}} \left[\frac{1}{3} U_0 - U_3 \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right) \right], \quad (2.1)$$

где U_0 — напряжение отсечки (пороговое напряжение); U_3 — напряжение затвор — исток; $R_{\text{хо}} = \rho g / ab$ — минимальное сопротивление канала; a , b , g — геометрические размеры канала (рис. 2.1); ρ — удельное сопротивление канала.

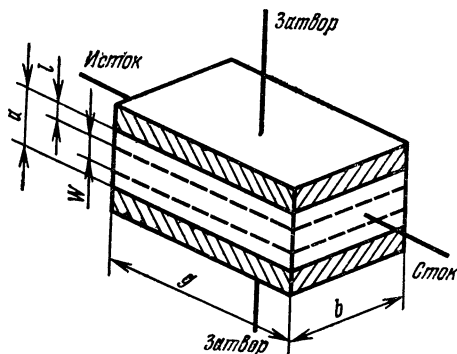


Рис. 2.1.

Упрощенная структура полевого транзистора с p - n -переходом.

Достаточно хорошей аппроксимацией зависимости $I_C = f(U_3)$ для пологой части характеристик полевого транзистора с произвольным распределением примеси в канале является [30]

$$I_C = I_{C_{\text{max}}} (1 - U_3/U_0)^n, \quad (2.2)$$

где $I_{C_{\text{max}}}$ — максимальный ток стока, имеющий место при $U_3 = 0$. В зависимости от метода изготовления полевого транзистора (т. е. от характера распределения легирующей примеси в канале) показатель степени n принимает значения 1,98...2,2. Для полевого транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, выражение (2.2) можно переписать как

$$I_C = I_{C_{\text{max}}} (1 - U_3/U_0)^2. \quad (2.3)$$

На основании выражений (2.1) и (2.3) нетрудно определить крутизну проходной характеристики транзистора $S = dI_C/dU_3$:

$$S = S_{\max} (1 - \sqrt{U_3/U_0}) \quad (2.4)$$

для однородного распределения примеси в канале и

$$S = S_{\max} (1 - U_3/U_0) \quad (2.5)$$

для транзистора, полученного методом двойной диффузии, где $S_{\max} = 1/R_{\text{кю}}$. Для полевого транзистора, полученного методом двойной диффузии, S_{\max} можно также представить в виде

$$S_{\max} = 2I_{C \max} / U_0. \quad (2.6)$$

Изложенное выше позволяет заметить, что с возрастанием U_3 канал сужается и крутизна уменьшается, однако, поскольку сужение канала влечет за собой падение тока стока, можно заключить, что с уменьшением I_C имеет место падение S .

Для полевого транзистора с однородным каналом при работе в области пологой части характеристик (режим насыщения) зависимость крутизны от тока стока можно представить как

$$S = S_{\max} \left(1 - \sqrt{1 - \sqrt{\frac{I_C}{I_{C \max}}}} \right) \approx S_{\max} \frac{I_C}{I_{C \max}}. \quad (2.7)$$

а для полевого транзистора, полученного методом двойной диффузии, как

$$S = S_{\max} \sqrt{I_C / I_{C \max}}. \quad (2.8)$$

В общем случае можно записать

$$S = S_1 (I_C / I_{C1})^{m_1}, \quad (2.9)$$

где S_1 — крутизна полевого транзистора при $I_C = I_{C1}$.

Коэффициент m_1 для полевого транзистора, полученного методом двойной диффузии, равен 0,5, а для транзистора с однородным каналом примерно 1. При уменьшении рабочего тока (уменьшении рабочей ширины канала) распределение примеси в канале оказывает

уже незначительное влияние на параметры полевого транзистора, поэтому в микрорежиме с уменьшением тока $m_1 \rightarrow 1$ для всех типов полевых транзисторов с $p-n$ -переходом.

Приведенные формулы позволяют довольно просто определить крутизну полевого транзистора при заданном токе стока. Для получения максимальной крутизны в полевом транзисторе при заданном токе стока необходимо выбирать транзистор, имеющий определенную ширину канала. Определим эту оптимальную ширину канала a_{opt} , при которой для заданного I_C имеет место максимально возможная S .

Величину напряжения отсечки U_0 запишем как [19]

$$U_0 = a^2 / 8\epsilon_0 \epsilon_r \mu, \quad (2.10)$$

где ϵ_0 , ϵ — диэлектрическая проницаемость вакуума и относительная диэлектрическая проницаемость кремния соответственно; μ — подвижность носителей заряда в канале.

Обозначим $8\epsilon_0 \epsilon_r \mu = \Phi$. Перепишем (2.10) как

$$U_0 = a^2 / \Phi. \quad (2.11)$$

Величину $R_{к0}$ запишем как

$$R_{к0} = 1 / aH, \quad (2.12)$$

где $H = b / \rho g$.

Подставив (2.11) и (2.12) в (2.4), получим

$$S = aH - H \sqrt{\Phi U_3}. \quad (2.13)$$

Поскольку в рассматриваемом режиме U_3 много меньше U_0 , формулу (2.1) перепишем как

$$I_C \approx \frac{1}{R_{к0}} \left(\frac{1}{3} U_0 - U_3 \right). \quad (2.14)$$

Решив (2.14) относительно U_3 и подставив в полученное выражение (2.11) и (2.12), получим

$$U_3 = a^2 / 3\Phi - I_C / aH.$$

Подставим эту формулу в (2.13), тогда

$$S = aH - H \sqrt{\Phi \sqrt{a^2 / 3\Phi - I_C / aH}}. \quad (2.15)$$

Возьмем производную S по a , приравняем полученное выражение нулю и после преобразований получим

$$a^3 - 6a^2 I_C (\Phi/H) - \frac{1}{8} I_C^2 (\Phi^2/H^2) = 0. \quad (2.16)$$

В решении уравнения (2.16) опустим результат с отрицательным знаком, поскольку это противоречит физической картине процесса; тогда после преобразований, раскрыв значения Φ и H , получим

$$a_{\text{opt}} \approx 3,7 \sqrt[3]{I_C \epsilon_0 \epsilon_r \mu (g/b)}. \quad (2.17)$$

Из формулы (2.17) видно, что при уменьшении I_C величина a_{opt} также уменьшается. Таким образом, при использовании полевого транзистора в микрорежиме нужно уменьшать ширину канала. Напряжение отсечки для микромощных полевых транзисторов также имеет небольшие величины; в этом можно убедиться, подставив (2.17) в (2.10):

$$U_{o \text{ opt}} \approx 1,7 \sqrt[3]{I_C^2 (\rho g^2 / \epsilon_0 \epsilon_r \mu b^2)}. \quad (2.18)$$

Таким образом, можно заключить, что крутизна полевого транзистора для малых токов стока максимальна при оптимальных значениях ширины канала и напряжения отсечки для каждого заданного тока стока. Величина напряжения отсечки значительно влияет на стабильность тока стока при изменении температуры окружающей среды.

При увеличении температуры, с одной стороны, уменьшается контактная разность потенциалов ϕ_0 , что ведет к расширению канала и возрастанию I_C , и, с другой стороны, уменьшается подвижность носителей в канале, что ведет к падению I_C . Таким образом, эти два температурнозависимых параметра действуют встречно, частично компенсируя изменения I_C . При $U_3=0$ формулу (2.14) можно представить как

$$I_C \approx (U_{o \text{ p}} - \phi_0) / 3R_{\text{к0}}, \quad (2.19)$$

где $U_{o \text{ p}} - \phi_0 = U_o$.

Зависимость $R_{\text{к0}}$ от температуры для кремниевого полевого транзистора с n -каналом нетрудно представить в виде

$$R_{\text{к0}} = R_{\text{к0}}^0 (T/T_0)^{3/2}, \quad (2.20)$$

где $R_{\text{к0}}^0$ — сопротивление канала при $T=T_0$.

Подставив (2.20) в (2.19), возьмем первую производную I_C по температуре. С учетом [31]

$$d\varphi_0/dT = -(3k/q) \ln T^*, \quad (2.21)$$

где $T^* = T[1/K]$, приравняем полученное выражение нулю, а затем решим его относительно напряжения отсечки. После преобразований получим выражение для $U_{0\text{opt}}$ — напряжения отсечки, при котором отсутствует зависимость I_C от температуры:

$$U_{0\text{opt}} \approx 2\varphi_T \ln T^*. \quad (2.22)$$

Для большинства кремниевых полевых транзисторов, полученных методом двойной диффузии, лучшей стабильностью тока стока в диапазоне температур

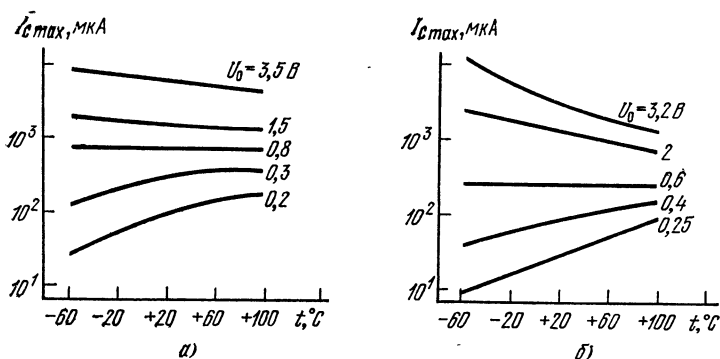


Рис. 2.2.

Экспериментальные зависимости $I_{C\text{max}} = f(t)$ для маломощных полевых транзисторов с $p-n$ -переходом с каналом n -типа (а) и каналом p -типа (б).

$+100 \dots -60^\circ\text{C}$ обладают приборы с $U_{0\text{opt}} \approx 0,8$ В для n -канала и $U_{0\text{opt}} \approx 0,6$ В для p -канала. Приведенные величины напряжений отсечки показывают, что такие транзисторы имеют максимальные токи стока, лежащие в микроамперном диапазоне (рис. 2.2).

Для транзисторов, имеющих U_0 больше значений $U_{0\text{opt}}$, можно добиться стабильности тока стока в диапазоне температур, подавая на затвор смещающее напряжение. При смещении на затворе, стабилизирующем I_C , для транзисторов с большими U_0 ток стока оказывается меньшим, чем для транзисторов с малым U_0 (рис. 2.3).

Изложенное выше позволяет заключить, что при переходе в режим малых токов уменьшается влияние температуры на величину тока стока. При работе на токах, меньших стабильной величины I_C , добиться уменьшения влияния температуры на ток стока можно, используя последовательное соединение транзисторов (см. МОП-транзисторы).

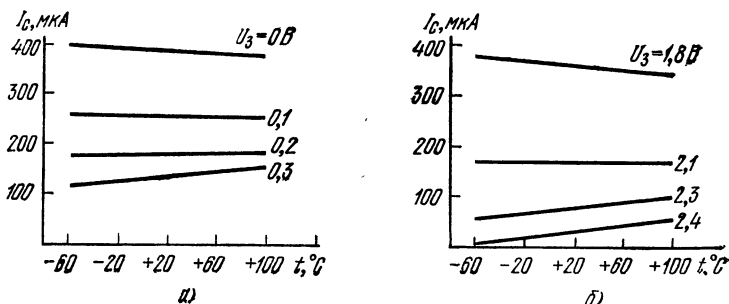


Рис. 2.3.

Экспериментальные зависимости $I_C = f(t)$ для маломощных полевых транзисторов с $p-n$ -переходом и каналом p -типа для $U_0 = 0,7$ В (а) и $U_0 = 2,6$ В (б).

При уменьшении тока стока в полевом транзисторе для заданного напряжения питания расширяется область, в которой транзистор может работать в режиме усиления, т. е. уменьшается напряжение насыщения $U_{C \text{ нас}}$:

$$U_{C \text{ нас}} = U_0 - U_3. \quad (2.23)$$

Из формулы (2.23) видно, что при уменьшении U_0 и увеличении U_3 напряжение $U_{C \text{ нас}}$ уменьшается. При $U_3 = 0$ напряжение насыщения однозначно определяется U_0 .

Для усилительных схем на полевых транзисторах уменьшение U_0 приводит к возрастанию коэффициента усиления по напряжению K_U ; коэффициент усиления обратно пропорционален напряжению отсечки [32]. Это преимущество полевых транзисторов с малым U_0 проявляется и для ключевых схем. Для работы на границе крутой и пологой частей вольт-амперных характеристик K_U можно определить как

$$K_U = (E_{\text{п}} - U_0) / U_0, \quad (2.24)$$

где $E_{\text{п}}$ — напряжение питания.

Из формулы (2.24) следует, что с уменьшением напряжения отсечки K_U возрастает (рис. 2.4). Изложенное позволяет также сделать вывод, что для полевого транзистора коэффициент усиления по напряжению возрастает при уменьшении тока стока. Это явление, прежде всего, определяется зависимостью дифференциального сопротивления стока r_c от I_c . Для практических расчетов r_c в области пологой части характеристик (режим насыщения) можно пользоваться следующей формулой:

$$r_c = r_{c1} (I_{c1} / I_c), \quad (2.25)$$

где r_{c1} — дифференциальное сопротивление стока при $I_c = I_{c1}$. Из (2.25) следует, что с падением тока стока r_c возрастает. Сравнивая формулы (2.8) и (2.25), нетрудно заметить, что с падением тока стока S уменьшается несколько медленнее, чем возрастает r_c , т. е. произведение $r_c S$, которое во многом определяет K_U , с уменьшением I_c возрастает.

Для ключевых схем уменьшение $U_{C_{нас}}$ приводит также к снижению рассеиваемой транзистором мощности в открытом состоянии. Таким образом, мощность уменьшается как за счет уменьшения тока, так и за счет уменьшения остаточного напряжения. Следует заметить, что снижение $U_{C_{нас}}$ позволяет, сохраняя необходимый K_U , уменьшить напряжение источников питания, что является также весьма положительным фактором.

Поскольку с падением тока стока уменьшается ширина канала, то частотные свойства полевого транзистора ухудшаются. Одним из путей улучшения частотных свойств полевого транзистора при работе в номинальных режимах может явиться включение полевого транзистора по схеме алкатрона [19]. При этом, увеличивая емкость вспомогательного затвора (престриктора), можно значительно улучшить частотные свойства. Однако

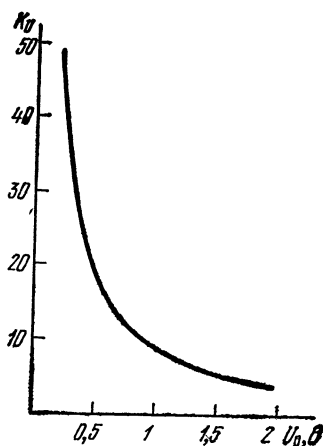


Рис. 2.4.
Расчетная зависимость $K_U = f(U_0)$ при $U_3 = 0$ и $E_n = 10$ В.

при работе на токах стока, меньших 50 мкА, применение этого метода не дает существенных результатов, поскольку основное влияние на частотно-временные параметры начинает оказывать цепь, состоящая из паразитной емкости и сопротивления нагрузки, которое в микрорежиме имеет весьма большую величину.

Однако использование полевого транзистора с $p-n$ -переходом по схеме алкатрона может привести к некоторому увеличению крутизны при малых токах в результате предварительного сужения канала. Выражение для ширины канала может быть представлено в следующем виде:

$$W = a - l_3 - l_n, \quad (2.26)$$

где l_3 , l_n — ширина перехода рабочего затвора и преректора соответственно.

Ширину переходов представим как

$$l_3 = D\sqrt{U_3} \text{ и } l_n = D\sqrt{U_n}, \quad (2.27)$$

где $D = \sqrt{2\varepsilon_s e r \mu}$.

Подставив выражения (2.27) в (2.26), определим напряжение отсечки рабочего затвора U_{o1} из условия $W=0$:

$$U_{o1} = (a - D\sqrt{U_n})^2 / D^2. \quad (2.28)$$

Используя (2.26) и (2.27), запишем для W следующее выражение:

$$W = a \left(1 - \frac{\sqrt{U_3} + \sqrt{U_n}}{\sqrt{U_{o1}} + \sqrt{U_n}} \right). \quad (2.29)$$

На основании (2.29) для сопротивления канала между истоком и стоком получим

$$R_k = R_{k0} \left(1 - \frac{\sqrt{U_3} + \sqrt{U_n}}{\sqrt{U_{o1}} + \sqrt{U_n}} \right)^{-1}, \quad (2.30)$$

откуда для элементарного участка канала будем иметь

$$dR_k = \frac{R_{k0}}{g} \left[1 - \frac{\sqrt{U_3 + U_x} + (\sqrt{U_n + U_x} - \sqrt{U_n})}{\sqrt{U_{o1}} + (\sqrt{U_n + U_x} - \sqrt{U_n})} \right]^{-1} dx. \quad (2.31)$$

Поскольку ток в любом сечении канала одинаков, запишем для приращения напряжения для элементарного участка

$$dU_x = \frac{I_C R_{к0}}{g} \left[1 - \frac{\sqrt{U_3 + U_x} + (\sqrt{U_n + U_x} - \sqrt{U_n})}{\sqrt{U_{01}} + (\sqrt{U_n + U_x} - \sqrt{U_n})} \right]^{-1} dx. \quad (2.32)$$

В выражениях (2.31) и (2.32) ширина канала с учетом ширины перехода преректора, задаваемой U_n , учтена в $R_{к0}$. При больших U_n приращение напряжения смещения на переходе преректора за счет протекания I_C сказывается значительно меньше аналогичного приращения на рабочем затворе. Если пренебречь расширением слоя пространственного заряда преректора за счет протекания I_C , выражение (2.32) значительно упрощается. Его решение позволяет определить крутизну по формуле, аналогичной (2.4). При этом разница между ними определяется лишь величинами $R_{к0}$ и U_0 .

Таким образом, изменяя напряжение на преректоре, можно получить нужную величину ширины канала и напряжения отсечки, которые, как было указано выше, определяются из (2.17) и (2.18).

Из рис. 2.5 следует, что при увеличении U_n крутизна в области малых токов возрастает. Для практических расчетов величины S в микроамперном диапазоне токов можно пользоваться следующей эмпирической формулой:

$$S = S_1 \left(1 + \Omega \frac{U_n - U_0}{U_0} \right), \quad (2.33)$$

где S_1 — крутизна при $U_n = U_0$; Ω — постоянный коэффициент.

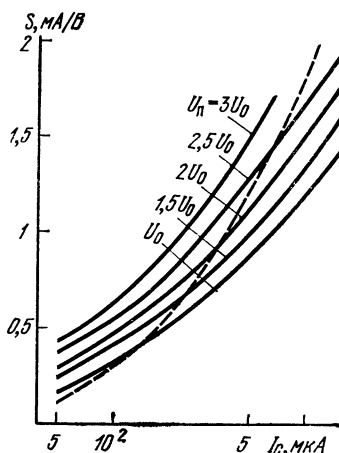


Рис. 2.5.

Экспериментальные зависимости $S = f(I_C)$ при разных U_n для полевого транзистора, включенного по схеме алкактрона (—) и обычной схеме (---).

Величину коэффициента Ω для конкретного образца полевого транзистора нетрудно определить путем двух измерений S при разных $U_{\text{п}}$. Напряжение отсечки полевого транзистора, включенного по схеме алкатрона U_{01} , можно найти, преобразовав выражение (2.28):

$$U_{01} = 4U_0(1 - \sqrt{U_{\text{п}}/4U_0}). \quad (2.34)$$

Из формулы (2.34) следует, что с возрастанием $U_{\text{п}}$ напряжение отсечки уменьшается. Снижение величины напряжения отсечки позволяет уменьшить величину запирающего смещения в ключевых схемах на полевых транзисторах. Кроме того, как было показано выше, уменьшение напряжения отсечки можно использовать для увеличения коэффициента усиления по напряжению.

Таким образом, использование включения полевого транзистора с $p-n$ -переходом по схеме алкатрона позволяет улучшить некоторые его эксплуатационные параметры при работе в области малых токов.

При работе полевых транзисторов в номинальных режимах и даже на малых токах порядка десятков и сотен микроампер в качестве напряжения отсечки выбирают такое напряжение на затворе U_{31} , при котором канал перекрывается запирающими слоями $p-n$ -переходов затвора. В этом случае в цепи стока обычно протекает ток $I_{C1} = 1 \dots 10$ мкА. Поэтому при работе полевого транзистора при $I_C \ll I_{C1}$ рассмотренные выше соотношения оказываются неприменимыми.

Чтобы определить вольт-амперную характеристику полевого транзистора с $p-n$ -переходом при токах стока $I_C \ll I_{C1}$, рассмотрим влияние граничных областей пространственного заряда $p-n$ -перехода затвора на сопротивление канала, поскольку в глубоком микрорежиме толщина этих граничных областей становится больше ширины канала.

В режимах, когда канал не перекрыт, концентрацию основных носителей в нем будем считать постоянной n_n (здесь и далее рассматривается полевой транзистор с каналом n -типа проводимости). Когда происходит смыкание $p-n$ -переходов затвора, концентрация электронов в месте смыкания еще равна n_n . Однако при дальнейшем увеличении напряжения на затворе (здесь и ниже все напряжения и потенциалы берутся по абсолютной величине) концентрация электронов в рассмат-

риваемом сечении (в месте смыкания переходов) будет уменьшаться:

$$n = n_n \exp \left[- \frac{\varphi_0 - (U_0 - U_3)}{\varphi_T} \right]. \quad (2.35)$$

где U_0 — напряжение отсечки, равное напряжению на затворе, при котором $n = n_p$ (n_p — концентрация электронов в затворе). Последнее равенство выполняется, когда числитель в показателе степени экспоненты (2.35) становится равным φ_0 . Таким образом, (2.35) можно переписать в виде

$$n = n_p \exp [(U_0 - U_3)/\varphi_T]. \quad (2.36)$$

В рассматриваемых здесь условиях $U_0 - U_3$ может изменяться в пределах от φ_0 до 0.

На основании (2.36) сопротивление канала полевого транзистора с p - n -переходом для микрорежима можно представить в виде

$$R_k = R_{k \max} \exp [(U_3 - U_0)/\varphi_T], \quad (2.37)$$

где $R_{k \max}$ — максимальное сопротивление канала, имеющее место при полной отсечке ($U_3 = U_0$).

Из формулы (2.37) можно найти сопротивление элементарного участка канала:

$$dR_k = \frac{R_{k \max}}{g} \left(\exp \frac{U_3 + U_x - U_0}{\varphi_T} \right) dx. \quad (2.38)$$

Поскольку ток в любом сечении канала одинаков и равен току стока, то для приращения напряжения на элементарном участке можно записать $dU_x = I_C dR_k$. Подставив (2.38) в это равенство и проведя преобразования, получим

$$I_C dx = \frac{g dU_x}{R_{k \max}} \exp \frac{U_0 - U_3 - U_x}{\varphi_T}.$$

Решим это уравнение:

$$I_C \int_0^g dx = \frac{g}{R_{k \max}} \int_0^{U_C} \left(\exp \frac{U_0 - U_3 - U_x}{\varphi_T} \right) dU_x.$$

Получим

$$I_C = I_{C_0} \exp \frac{U_0 - U_3}{\varphi_T} \left[1 - \exp \left(- \frac{U_C}{\varphi_T} \right) \right], \quad (2.39)$$

где I_{C_0} — ток стока в режиме отсечки; U_C — напряжение на стоке.

Формула (2.39) описывает вольт-амперную характеристику полевого транзистора с $p-n$ -переходом для $I_C < I_{C1}$. Ток насыщения в этом режиме можно представить из (2.39) при $U_C \gg \varphi_T$ как

$$I_C = I_{C_0} \exp[(U_0 - U_3)/\varphi_T]. \quad (2.40)$$

При работе полевого транзистора в режимах, когда еще не произошло смыкания переходов, но канал достаточно узкий, эту формулу можно использовать введя поправочный коэффициент m_n при φ_T :

$$I_C = I_{C_0} \exp[(U_0 - U_3)/m_n \varphi_T]. \quad (2.41)$$

Хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных наблюдалось при $m_n = 1,9 \dots 2,5$ для токов $I_C \leq 50$ мкА. Формула (2.41) дает возможность представить крутизну полевого транзистора в микрорежиме как

$$S = I_C / m_n \varphi_T, \quad (2.42)$$

откуда следует, что в микрорежиме при увеличении тока стока крутизна возрастает по закону, близкому к линейному. Это обстоятельство подтверждает устремление m_1 к 1 в формуле (2.9) при уменьшении токов.

Следует также заметить, что иногда вольт-амперную характеристику полевого транзистора (пологая часть характеристики — режим насыщения) в микрорежиме удобно представить в виде

$$I_C = I_{C1} \exp[(U_3 - U_{31})/2\varphi_T]. \quad (2.43)$$

В качестве U_{31} удобно выбирать напряжение отсечки для номинального режима, а в качестве I_{C1} — ток, который протекает в этом случае (значения этих параметров приводятся в ТУ и справочниках на полевые транзисторы).

Одним из основных преимуществ полевых транзисторов с $p-n$ -переходом является малый (в сравнении с биполярными транзисторами) уровень шумов. Поскольку, как было показано выше, полевой транзистор в микрорежиме является низкочастотным прибором, основной интерес представляют в данном случае низкочастотные шумы. На низких частотах преобладающим

является генерационно-рекомбинационный шум в области пространственного заряда перехода затвора, а также на «ловушечных» уровнях в окисле над этой областью. По этой причине для снижения уровня шумов необходимо свести к минимуму число нарушений кристаллической решетки полупроводникового материала, обеспечить чистоту и пассивацию окисных слоев, а также уменьшить объем пространственного заряда $p-n$ -перехода затвора.

Поскольку для конкретного образца транзистора уменьшение тока стока достигается за счет расширения $p-n$ -перехода затвора (уменьшения ширины канала), то следует ожидать возрастания шумов в полевых транзисторах при уменьшении рабочих токов. Отсюда можно заключить, что для снижения шумов при работе в области малых токов необходимо использовать полевые транзисторы с малым напряжением отсечки и резкими $p-n$ -переходами с малой шириной области пространственного заряда.

При воздействии радиации на полевой транзистор с $p-n$ -переходом ухудшение его эксплуатационных свойств происходит в основном из-за смещения атомов и образования в решетке полупроводника относительно постоянных вакансий или атомов между узлами и из-за смещения электронов, приводящего к ионизации. Ионизация носит нестационарный характер и ограничена временем рекомбинации носителей. Смещенные атомы действуют как центры рассеяния, уменьшая подвижность носителей. Уменьшение подвижности основных носителей заряда приводит к увеличению сопротивления канала, уменьшению тока стока и крутизны.

Относительное изменение крутизны полевых транзисторов, вызванное радиацией, зависит от концентрации примеси в канале, увеличение которой приводит к повышению радиационной стойкости.

Если после прекращения облучения полевые транзисторы подвергнуть отжигу при температуре примерно 250°C , то это почти полностью восстанавливает исходные параметры [31].

2.2. МОП-транзисторы

Полевые транзисторы со структурой металл—окисел—полупроводник (МОП) являются наиболее перспективными активными элементами интегральных схем.

Они обладают большими входными сопротивлениями ($10^{12} \dots 10^{15}$ Ом), высокой технологичностью выполнения. В интегральных схемах МОП-структуры позволяют создавать схемы без наличия традиционных элементов (резисторов, конденсаторов, диодов), схемы с непосредственными связями и т. д.

По технологическим причинам в настоящее время наибольшее распространение получили МОП-транзисторы с индуцированным каналом p -типа проводимости (рис. 2.6,а) и со встроенным каналом n -типа проводимости

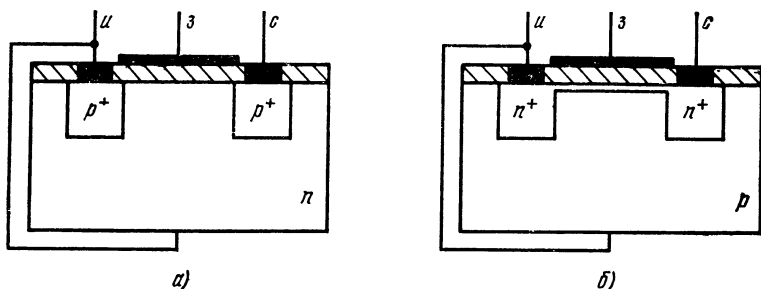


Рис. 2.6.

Упрощенная структура МОП-транзистора с индуцированным каналом p -типа (а) и со встроенным каналом n -типа (б).

мости (рис. 2.6,б). Вольт-амперные характеристики всех типов МОП-транзисторов описываются одними и теми же выражениями, отличаясь только знаком напряжений U_z (затвор — исток) и U_c (сток — исток). Поэтому при дальнейшем рассмотрении ограничимся структурами с индуцированным каналом p -типа, причем во избежание путаницы со знаками через U_z , U_c , U_0 будем обозначать абсолютные величины соответствующих напряжений. Рассматривая канал n -типа проводимости, будем оговаривать его особенности.

Для анализа работы МОП-транзистора в области малых токов стока используем обобщенное выражение I_c МОП-транзисторов [33]. Если пренебречь несущественными для кремния центрами прилипания в объеме полупроводника и электронами в канале p -типа, то

можно записать

$$I_C = I_1 \int_0^{U_C/\varphi_T} \left[\int_{\psi_{yi}/\varphi_T}^{\psi_{y0}/\varphi_T} \frac{\exp \frac{\psi_y}{\varphi_T} d \left(\frac{\psi_y}{\varphi_T} \right)}{\sqrt{\left(\frac{n_i}{N_d} \right)^2 \exp \frac{\psi_y}{\varphi_T} + \frac{\psi_y}{\varphi_T}}} \right] d \frac{\psi_x}{\varphi_T}, \quad (2.44)$$

где $I_1 = W l_D q \mu_n p_0 (\varphi_T/g)$; $p_0 = n^2_i/N_d$; $\psi_{(x,y)} = \psi_{x(x)} + \psi_{y(y)}$ — электростатический потенциал в канале; $\psi_{y(y)}$ — поперечная составляющая потенциала, обусловленная эффектом поля при наличии тока вдоль поверхности полупроводника; $\psi_{x(x)}$ — продольная составляющая потенциала, обусловленная падением напряжения вдоль канала за счет тока стока; $\psi_{y0(x)}$, $\psi_{yi} = \varphi_T \ln(N_d/n_i)$ — значения ψ_y на границах канала $y=0$ (поверхность полупроводника) и $y=y_i(x)$ (p - n -переход, отделяющий индуцированный затвором канал p -типа от толщи полупроводника n -типа); l_D — дебаевская длина; g — расстояние исток — сток; W — ширина канала.

Зависимость $\psi_{y0}(\psi_x)$, необходимая для решения (2.44), определяется из условия непрерывности вектора диэлектрического смещения на границе окисел — полупроводник [33]. С учетом порогового напряжения U_0 (обусловленного отсутствием тока стока до значений U_3 , при которых возникающий канал закорачивает p - n -переходы истока и стока) это условие принимает вид

$$\frac{\psi_{y0}}{\varphi_T} + \frac{\varepsilon_1 H}{\varepsilon_2 l_D} \sqrt{\left(\frac{n_i}{N_d} \right)^2 \exp \frac{\psi_{y0}}{\varphi_T} + \frac{\psi_{y0}}{\varphi_T}} = \frac{U_3 - U_0 - \psi_x}{\varphi_T}, \quad (2.45)$$

где H — толщина окисной пленки над затвором; ε_1 , ε_2 — диэлектрическая проницаемость кремния и окисла.

Из выражения (2.45) следует, что величина приповерхностного изгиба энергетических зон в полупроводнике ψ_{y0} монотонно растет с увеличением $U_3 - U_0$, что приводит к монотонному росту приповерхностной концентрации дырок [$p_0 \exp(\psi_{y0}/\varphi_T)$]. При достаточно больших $U_3 - U_0$ в левой части (2.45) и в подкоренном выражении (2.44) можно отбросить все члены, кроме экспоненциальных. Интегрируя (2.44) при этих условиях для $U_C = U_3 - U_0$

(режим насыщения), полагая ψ_{ui} весьма малой величиной, получаем

$$I_C = k(U_3 - U_0)^2, \quad (2.46)$$

где $k = Wl_D \mu_p / 2gH$ — коэффициент, зависящий от технологии изготовления и конструкции транзистора, имеющий размерность A/B^2 .

Формула (2.46) описывает зависимость $I_C = f(U_3)$ для пологой части характеристик МОП-транзистора. Расчет этой зависимости по формуле (2.46) дает хорошее совпадение с экспериментом при $I_C > 80$ мкА и удовлетворительное (для инженерной практики) в диапазоне $I_C = 5 \dots 80$ мкА. При $I_C < 5$ мкА расчетная зависимость резко расходится с экспериментом с уменьшением тока (экспериментальные кривые спадают значительно быстрее теоретических).

Управлением током стока за счет изменения U_3 практически возможно лишь при условии, что зависящая от величины U_3 концентрация основных носителей (дырок) вблизи поверхности кремния не меньше собственной концентрации $n_i = 2 \cdot 10^{10}$ см⁻³. В противном случае ток стока ограничен величиной обратного тока p — n -перехода, смещенного в обратном направлении напряжением между стоком и толщиной подложки. Отсюда следует, что минимальная величина управляемого тока стока может быть представлена в виде

$$I_{C \min} \geq I_i = Wdq \mu_i n_i (U_C / g), \quad (2.47)$$

где d — толщина приповерхностного слоя с собственной проводимостью.

Для оценки $I_{C \min}$ примем: $\mu_i = 10$ см²/В·с, $d = 10^{-4}$ см, $U_C = 5$ В, $g = 10^{-3}$ см, $W = 2,5 \cdot 10^{-2}$ см, $H = 10^{-5}$ см, $\epsilon_2 = 3 \cdot 10^{-13}$ Ф/см. Тогда из выражения (2.47) получаем, что диапазон токов, управляемых напряжением U_3 , ограничен снизу минимальным значением порядка $I_i \approx 0,5$ нА.

Изложенное выше позволяет заключить, что в достаточно большом диапазоне рабочих токов стока ($\approx 0,5$ мА...5 мкА) использование формулы (2.46) для расчета вольт-амперных характеристик может дать недопустимо большую ошибку даже для инженерной практики. Поэтому для микрорежима в МОП-транзисторе

следует найти другое выражение, достаточно хорошо согласующееся с практикой.

Для определения вольт-амперной характеристики МОП-транзистора в глубоком микрорежиме ($I_C < 5$ мкА) воспользуемся (2.44) и (2.45). Малым токам соответствуют малые значения $U_3 - U_0$ и ψ_{y0} . Поскольку $n_i/N_d \ll 1$, то при значениях U_3 , близких к U_0 , можно пренебречь экспоненциальными членами по сравнению с линейными. Для рассматриваемых транзисторов $\epsilon_1 H / \epsilon_2 l_D \approx 1$, поэтому можно записать (2.45) как

$$\frac{\psi_{y0}}{\varphi_T} \approx \frac{U_3 - U_0 - \psi_x}{\varphi_T}. \quad (2.48)$$

При U_3 , близких к U_0 , диапазон изменений $\psi_{yi} \leq \psi_{y1} \leq \leq \psi_{y0}$ невелик, поэтому при интегрировании (2.44) подкоренное выражение с отброшенным экспоненциальным слагаемым в первом приближении можно аппроксимировать константой ($\psi_y \approx \text{const}$). Тогда из (2.44) и (2.48) при малых $U_3 - U_0$ можно получить [34]

$$I_C = I_{C0} \exp \frac{U_3 - U_0}{\varphi_T} \left[1 - \exp \left(- \frac{U_C}{\varphi_T} \right) \right], \quad (2.49)$$

где $I_{C0} = \text{const}$.

Формула (2.49) почти полностью повторяет (2.39) (для полного совпадения следует поменять местами U_3 и U_0).

Таким образом, она описывает вольт-амперную характеристику любого полевого транзистора в микрорежиме. Следует заметить, что физический смысл различия выражений (2.46) и (2.49) состоит в том, что при $I_C \gg \gg 5$ мкА пространственный заряд в канале обусловлен главным образом дырками (математически это означает преобладание экспоненциальных слагаемых над линейными), а при $I_C \leq 5$ мкА — положительными ионами доноров [математически — преобладание линейных слагаемых в (2.44) и (2.45)].

Для пологой части характеристик МОП-транзистора (режим насыщения) обычно выполняется $U_C \gg \varphi_T$, поэтому аналогично полевому транзистору с $p-n$ -переходом можно получить (2.40). При использовании (2.40) для расчетов вольт-амперной характеристики МОП-транзисторов в микрорежиме, как показывает эксперимент,

следует дополнить эту формулу безразмерным коэффициентом m_m при φ_T . Тогда формулу (2.40) для МОП-транзистора перепишем как

$$I_C = I_{C0} \exp[(U_3 - U_0)/m_m \varphi_T]. \quad (2.50)$$

Выражение (2.50) дает хорошее совпадение с экспериментом при $m_m = 2,5 \dots 4$ в зависимости от конкретного образца прибора, причем при увеличении I_C коэффициент m_m возрастает (рис. 2.7). Это обусловлено тем,

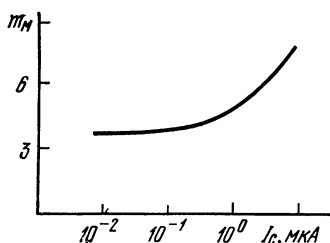


Рис. 2.7.

Типовая зависимость $m_m = f(I_C)$ для маломощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом p -типа.

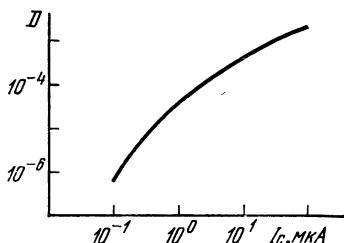


Рис. 2.8.

Экспериментальная зависимость $D = f(I_C)$ для 200 образцов маломощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом p -типа.

что с увеличением тока стока пространственный заряд в канале определяется уже соизмеримыми значениями зарядов дырок и положительных ионов (экспоненциальные и линейные слагаемые в (2.44) и (2.45) становятся соизмеримы). Из рис. 2.7 следует, что величина m_m практически постоянна до $I_C \approx 0,1$ мкА, а при $I_C > 1$ мкА довольно резко возрастает.

Изложенное выше позволяет приступить к рассмотрению одного из наиболее важных параметров МОП-транзисторов — крутизны. Формула (2.50) дает возможность представить крутизну МОП-транзистора для наноамперного диапазона токов стока в следующем виде:

$$S = I_C / m_m \varphi_T. \quad (2.51)$$

Отсюда следует, что в глубоком микрорежиме при уменьшении тока стока крутизна уменьшается по линейному закону. Если сравнить формулу (2.51) с (2.42) и (1.52), то можно заключить, что крутизна не только МОП-транзистора и полевого транзистора с p - n -пере-

ходом, но и биполярного транзистора в глубоком микро-режиме определяется почти одним и тем же выражением и имеет близкие значения величин.

Если известны крутизна S_1 и коэффициент m_{M1} при токе стока I_{C1} , то зависимость $S=f(I_C)$ можно представить в виде $S=S_1(m_{M1}I_C/m_{M1}I_{C1})$. Полагая $m_M=m_{M1}$, перепишем это выражение как

$$S=S_1(I_C/I_{C1}). \quad (2.52)$$

Формула дает хорошее совпадение расчета и эксперимента при $I_C < 5$ мкА. При работе МОП-транзистора в микроамперном диапазоне токов стока для пологой части характеристик, исходя из (2.46), крутизну можно представить в следующем виде:

$$S=S_1(I_C/I_{C1})^{0.5}. \quad (2.53)$$

Сравнивая (2.52) и (2.53) для широкого диапазона токов стока, можно записать

$$S=S_1(I_C/I_{C1})^{m_2}, \quad (2.54)$$

где $m_2=0,5 \dots 1$ — безразмерный коэффициент, причем при $I_C < 5$ мкА $m_2 \approx 1$, а при $I_C \geq 80$ мкА $m_2=0,5$.

Крутизна МОП-транзисторов, как и другие параметры полупроводниковых приборов, характеризует разбросом своих величин, который определяется не только технологическими особенностями изготовления, но и режимом работы транзисторов. Из экспериментальной зависимости дисперсии крутизны D от I_C (рис. 2.8) видно, что с падением тока стока уменьшается не только абсолютная, но и относительная дисперсия крутизны МОП-транзисторов.

Рассмотрим теперь другой параметр МОП-транзистора — сопротивление стока r_c . При работе МОП-транзистора в области крутой части характеристик (режим омического сопротивления) сопротивление стока в глубоком микрорежиме определим на основании (2.49):

$$\frac{dI_C}{dU_C} = \frac{I_{C0}}{\varphi_T} \exp \frac{U_3 - U_0 - U_C}{\varphi_T}.$$

Из этого выражения при малых U_C получим, устремляя U_C к нулю:

$$r_c \approx \frac{\varphi_T}{I_{C0}} \exp \frac{U_0 - U_3}{\varphi_T} = \frac{\varphi_T}{I_C}. \quad (2.55)$$

Аналогичным образом можно получить выражения для микроамперного диапазона токов [35]:

$$r_c = 1/k(U_3 - U_0). \quad (2.56)$$

Учитывая (2.46), для широкого диапазона токов при работе МОП-транзистора в области крутой части характеристик r_c можно представить как

$$r_c = r_{c1} (I_{c1}/I_c)^{m_3}, \quad (2.57)$$

где $m_3 = 0,5 \dots 1$ — безразмерный коэффициент, причем в микрорежиме $m_3 \approx 1$, а с увеличением тока m_3 уменьшается, стремясь при $I_c \geq 80$ мкА к 0,5.

Работа МОП-транзистора в области крутой части характеристик обычно используется при коммутации малых сигналов постоянного и переменного токов. Однако наибольший интерес представляет рассмотрение r_c для пологой части характеристик, поскольку этот режим является основным для подавляющего числа усилителей на МОП-транзисторах.

Для пологой части характеристик рост тока стока при увеличении U_c при отсутствии паразитных утечек обуславливается главным образом эффектом модуляции длины канала. При работе МОП-транзистора в области пологой части характеристик (режим насыщения) любая разность между потенциалом стока и падением напряжения на канале оказывается приложенной к обедненному слою y поверхности полупроводника (длина этого слоя d_c). Падение напряжения на этой области равно $U_c - (U_3 - U_0)$. Когда U_c повышается, величина d_c возрастает, чтобы компенсировать дополнительное напряжение. Таким образом, модуляция величины d_c приводит к модуляции эффективной длины канала ($g - d_c$) напряжением на стоке. Увеличение U_c ведет к уменьшению эффективной длины канала и, следовательно, его сопротивления. Для сохранения постоянным падения напряжения на канале ($U_3 - U_0$) ток стока должен возрасти так, чтобы компенсировать уменьшение сопротивления канала. Описанный выше эффект модуляции длины канала в МОП-транзисторах аналогичен эффекту Эрли в биполярных транзисторах.

Расчет вольт-амперной характеристики МОП-транзистора в микрорежиме для пологой области ($U_c > U_3 -$

— U_0) можно провести аналогично приведенному выше, справедливому для крутой области. Принципиальным отличием в данном случае является то, что интегрирование (2.44) по длине канала проводится от $x_1=0$ до $x_2=g-d_c$ (значение $x=x_2$ соответствует сечению, в котором потенциал равен $U_c - (U_3 - U_0)$). Поэтому при переходе от интегрирования по координате x к интегрированию по потенциалу ψ_x пределы $x=x_1$ и $x=x_2$ заменяются на $\psi_1=0$ и $\psi_2=U_3-U_0$ (для крутой части $x=g$ и $\psi_2=U_c$). Отсюда следует, что вольт-амперная характеристика в пологой области может быть получена из (2.49) путем замены U_c на U_3-U_0 и g на $g-d_c$:

$$I_c = I_{c0} \exp \frac{U_3 - U_0}{\varphi_T} \left[1 - \exp \left(- \frac{U_3 - U_0}{\varphi_T} \right) \right] \frac{g}{g - d_c}$$

или

$$I_c = \frac{I_{c0} g}{g - d_c} \left(\exp \frac{U_3 - U_0}{\varphi_T} - 1 \right), \quad (2.58)$$

где

$$d_c = \sqrt{\frac{2\epsilon_1}{qN_d} [U_c - (U_3 - U_0)]}.$$

Поскольку

$$\frac{d(d_c)}{dU_c} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{2qN_d}} \frac{1}{\sqrt{U_c - (U_3 - U_0)}}.$$

динамическую проводимость стока можно представить как

$$\frac{dI_c}{dU_c} \approx \frac{I_c}{(g - d_c) \sqrt{U_c - (U_3 - U_0)}} \sqrt{\frac{\epsilon_1}{2qN_d}}. \quad (2.59)$$

Отсюда для сопротивления стока в пологой области характеристик получим

$$r_c = M / I_c, \quad (2.60)$$

где $M = (g - d_c) \sqrt{U_c - (U_3 - U_0)} \sqrt{2qN_d / \epsilon_1}$.

При работе МОП-транзистора на микротоках существенное влияние на величину r_c может оказывать ток генерации носителей в $p-n$ -переходе сток—подложка $I_{ген}$ ввиду того, что возрастает объем обедненного слоя, в котором происходит генерация. Если это влияние окажется более значительным, чем описанное выше влияние

эффекта модуляции длины канала, то нетрудно показать, что r_c запишется как

$$r_c \approx 2U_c / I_{\text{ген}}. \quad (2.61)$$

Эксперименты, проведенные на нескольких партиях МОП-транзисторов, показали, что динамическая проводимость стока практически пропорциональна I_c не только в микроамперном, но и в наноамперном диапазоне. Это обстоятельство позволяет заключить, что в микрорежиме формула (2.60) достаточно хорошо описывает зависимость $r_c = f(I_c)$ при $M = \text{const}$. Для практических расчетов (2.60) удобно представить в виде

$$r_c = r_{c1} (I_{c1} / I_c), \quad (2.62)$$

где r_{c1} — сопротивление стока при $I_c = I_{c1}$.

Формула (2.62) практически повторяет (1.53) и (2.25), что позволяет сделать вывод о том, что величина внутреннего сопротивления любого активного прибора (биполярного транзистора, полевого транзистора с $p-n$ -переходом и МОП-транзистора) в микрорежиме обратно пропорциональна выходному току (рис. 2.9). Для

лучшего совпадения результатов расчета и эксперимента формулу (2.62) можно записать как

$$r_c = r_{c1} (I_{c1} / I_c)^{m_4}, \quad (2.63)$$

где $m_4 = 0,7 \dots 1,8$ — эмпирический безразмерный коэффициент, зависящий от режима работы и типа транзистора. Отличие коэффициента m_4 от единицы может быть обусловлено как наличием генерационного тока, так и паразитными утечками.

В расчетные формулы для определения вольт-амперных характеристик и некоторых параметров МОП-транзистора входит параметр U_0 . По величине напряжения отсечки можно также качественно судить о параметрах и свойствах

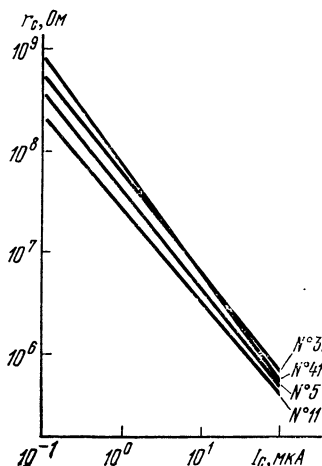


Рис. 2.9.

Экспериментальные зависимости $r_c = f(I_c)$ для маломощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом p -типа.

транзистора как в режиме номинальных токов, так и в микрорежиме.

Напряжение отсечки определяет величину напряжения на затворе, при которой нейтрализуются неподвижные заряды обедненной области Q_0 и поверхностных состояний Q_s . В общем виде U_0 можно представить как [35]

$$U_0 = -(Q_0 + Q_s)/C_3, \quad (2.64)$$

где C_3 — емкость затвора.

Напряжение на затворе, при котором нейтрализуется заряд Q_0 , является как бы «собственным» пороговым напряжением U_{oi} . В идеальном случае, когда плотность поверхностных состояний равна нулю ($Q_s=0$), МОП-транзистор (как с каналом p -типа, так и с каналом n -типа) представлял бы собой прибор с индуцированным каналом и имел бы пороговое напряжение $U_{oi} < 1,5$ В. Однако в практических случаях всегда будет присутствовать еще и заряд поверхностных состояний. Поскольку заряд Q_s образуют ионизированные донорные состояния, то он имеет положительный знак, т. е. пороговое напряжение, обусловленное поверхностными состояниями U_{os} , всегда представляет отрицательную величину.

Полное пороговое напряжение U_0 равно алгебраической сумме собственного порогового напряжения и порогового напряжения, обусловленного поверхностными состояниями. Поскольку в МОП-транзисторе с каналом p -типа величины U_{oi} и U_{os} отрицательны, то и U_0 является отрицательной величиной (индуцированный канал). В транзисторе с каналом n -типа U_{oi} положительно, а U_{os} отрицательно. Поскольку $|U_{os}| > |U_{oi}|$, напряжение отсечки в МОП-транзисторе с каналом n -типа обычно является также отрицательной величиной, т. е. транзистор имеет встроенный канал.

Во многих микромощных схемах на МОП-транзисторах для снижения потребляемой мощности желательно уменьшать U_0 . Диффузионная технология практически не позволяет получить $U_0 < 1 \dots 2$ В. Однако использование методов ионного легирования дает возможность получить сколь угодно малые U_0 с устойчивым процентом выхода годных транзисторов в процессе производства [36]. Использование элионной технологии позволяет на одном кристалле создавать структуры с инду-

цированными и встроенными каналами, а также и биполярные структуры, что практически невозможно осуществить с помощью диффузионной технологии. Таким образом, можно полагать, что развитие методов ионного легирования приведет к широкому использованию МОП-структур в микромощной электронике.

В ТУ и справочниках на транзисторы обычно в качестве напряжения отсечки U'_o приводятся значения U_3 , при которых $I_C = 1$ мкА (или 10 мкА). Естественно, в микрорежиме непосредственно использовать эту величину для расчетов не представляется возможным. Однако если известно $U_{31} = U'_o$ при $I_{C1} = 1$ мкА (или 10 мкА), то, используя (2.50), нетрудно определить напряжение затвора для тока стока необходимой величины. Если принять в качестве U_o для микрорежима значение U_3 при минимальной величине управляемого тока стока $I_{C \min}$ (2.47), то можно записать

$$U_o = U'_o - m_m \varphi_T \ln(I_{C1}/I_{C \min}). \quad (2.65)$$

Для реальных значений m_m и $I_{C \min}$ при комнатной температуре формулу (2.65) можно приближенно представить (в вольтах) в виде

$$U_o = U'_o - (0,7 \dots 1). \quad (2.66)$$

Таким образом, величина U_o в микрорежиме будет меньше, чем в ТУ. Формулы (2.65) и (2.66) позволяют определить напряжение отсечки для микрорежима исходя из справочных данных для номинальных режимов работы МОП-транзисторов.

Для построения микромощных схем особый интерес представляют МОП-транзисторы с индуцированным каналом, поскольку они позволяют осуществить непосредственную связь логических элементов на транзисторных структурах одного типа. Однако в таких МОП-транзисторах временная нестабильность характеристик выражена в значительно большей степени, чем для транзисторов со встроенным каналом. Это связано с тем, что величина сдвига характеристики возрастает с увеличением напряженности электрического поля в слое диэлектрика, причем величина напряженности в МОП-структурах со встроенным каналом меньше, чем в структурах с индуцированным каналом. Временная нестабильность

МОП-транзисторов определяется миграцией ионов в диэлектрике (SiO_2) под действием сильных электрических полей, поэтому величина сдвига характеристики, помимо температуры и времени воздействия поля, в значительной степени зависит от величины напряженности поля.

Поскольку с уменьшением напряжения на затворе в структурах с индуцированным каналом уменьшается и ток стока, есть основания полагать, что микрорежим в МОП-транзисторах с индуцированным каналом будет характеризоваться минимальной временной нестабильностью. Как показали эксперименты, при токах стока менее 100 мкА временную нестабильность практически можно не учитывать ввиду ее малости. Таким образом, можно заключить, что использование МОП-транзисторов с индуцированным каналом при работе в микрорежиме является предпочтительным с точки зрения получения минимальной временной нестабильности.

Параметры МОП-транзистора, как и параметры других полупроводниковых приборов, могут изменять свои значения под влиянием температуры. Так, ток стока значительно изменяет свою величину при повышении температуры окружающей среды. С одной стороны, повышение температуры приводит к уменьшению подвижности носителей заряда в канале и тем самым (при неизменных напряжениях стока и затвора) к возрастанию сопротивления канала. В то же время повышение температуры усиливает процесс ионизации заполненных поверхностных ловушек и тем самым увеличивает проводимость канала за счет роста концентрации свободных носителей заряда. В результате при заданных физических параметрах МОП-структуры оказывается возможным такой режим работы, когда в определенном интервале значений температуры оба этих эффекта взаимно компенсируют друг друга и величина I_C практически перестает зависеть от температуры (рис. 2.10).

Из зависимостей (рис. 2.10) следует, что конструктивные и технологические параметры рассмотренных структур обеспечивают термостабильность тока стока в диапазоне $-60 \dots -100^\circ\text{C}$ лишь при значениях $I_C = I_{\text{стаб}}$ порядка сотен микроампер. Поскольку при заданных напряжениях стока и затвора величина I_C прямо пропорциональна ширине канала W и обратно пропорциональна его длине g , то диапазон термостабиль-

ных значений тока стока $I_C = I_{\text{стаб}}$ можно изменять, лишь меняя геометрию самой конструкции МОП-транзистора (концентрация и энергетический спектр поверхностных ловушек пока плохо поддаются технологическому контролю). В частности, для получения термостабильных значений $I_{\text{стаб}} = 1$ мкА при $W = 120$ мкм необходимо обеспечить величину $g \approx 1$ мм. Таким образом, при разработке конструкций микромощных МОП-транзисторов термостабильность в заданном диапазоне значений I_C можно обеспечить надлежащим сочетанием величин W и g .

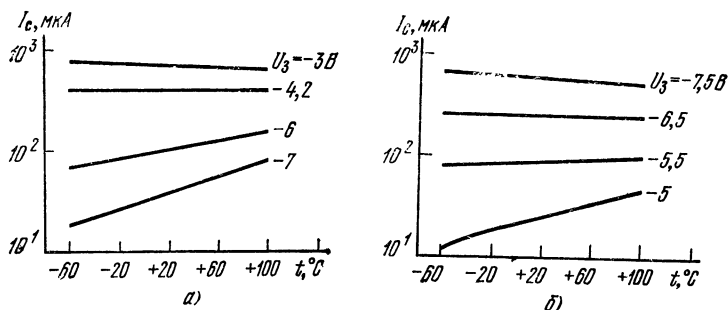


Рис. 2.10.

Экспериментальные зависимости $I_C = f(t)$ для МОП-транзисторов со встроенным каналом n -типа (а) и с индуцированным каналом p -типа (б).

Требуемое уменьшение термостабильного диапазона значений $I_C = I_{\text{стаб}}$ может быть достигнуто и схемотехническим методом без изменения конструкции и технологии МОП-транзисторов. Так, последовательное включение n МОП-транзисторов с параллельно включенными затворами (рис. 2.11,а) снижает $I_{\text{стаб}}$ примерно в n раз по сравнению с $I_{\text{стаб}}$ для одного отдельного транзистора. Это объясняется тем, что при таком включении эффективная длина канала результирующего «составного» МОП-транзистора (с учетом технологического разброса) примерно в n раз больше длины канала одного отдельного транзистора. На рис. 2.11,б приведены экспериментальные зависимости $I_C = f(t)$ для одного из подобных последовательных соединений. Таким образом, при разработке термостабильных микромощных схем на серийных мало мощных МОП-транзисторах можно воспользоваться их последовательным соединением.

Частотные свойства МОП-транзисторов резко ухудшаются с падением тока стока. Предельную частоту усиления $f_{гр}$ для МОП-транзистора можно представить в следующем виде [35]:

$$f_{гр} = S / 2\pi C_3. \quad (2.67)$$

Подставляя (2.54) в (2.67), получаем

$$f_{гр} = \frac{S_1}{2\pi C_3} \left(\frac{I_C}{I_{C1}} \right)^{m_3} \approx f_{гр1} \frac{I_C}{I_{C1}}. \quad (2.68)$$

Отсюда следует, что при малых токах $f_{гр}$ имеет значительно меньшие величины, чем при номинальных. Следует отметить, что в наноамперном диапазоне токов стока $f_{гр}$ практически линейно зависит от I_C .

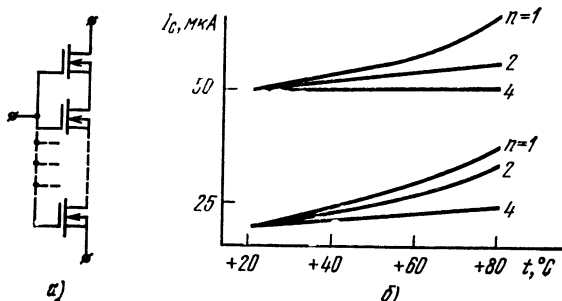


Рис. 2.11.

Схема последовательного соединения МОП-транзисторов (а) и экспериментальные зависимости $I_C = f(t)$ для такой схемы (б).

Хотя в микрорежиме $f_{гр}$ для МОП-транзистора и невелика, но даже эту величину реализовать в практической микромощной схеме не удастся уже при I_C порядка десятков микроампер из-за больших номиналов нагрузочных резисторов в микромощных схемах и паразитных емкостей. Поэтому улучшать частотные свойства в микромощных устройствах на МОП-транзисторах следует в основном конструктивными и схемными методами.

Собственный шум в МОП-транзисторах обычно меньше, чем в биполярных транзисторах, но несколько больше, чем в полевых с $p-n$ -переходом. Низкочастотный шум в МОП-структурах возникает на границе двух разнородных материалов — окисла и полупроводника [37].

Здесь часто наблюдается высокая концентрация поверхностных состояний. Кроме того, окисел имеет некристаллическую структуру и содержит дефекты, которые способны вызывать обмен заряда с полупроводником. Таким образом, МОП-транзистор восприимчив к $1/f$ -шуму, генерируемому при обмене зарядами между этими состояниями и объемом полупроводника. Поскольку влияние поверхностных состояний возрастает при уменьшении тока стока (ширины канала), следует ожидать увеличения низкочастотного шума в МОП-транзисторе для микрорежима.

МОП-транзисторы более стойки к воздействию радиации, чем полевые транзисторы с $p-n$ -переходом [37]. Влияние радиации на МОП-транзистор в основном определяется следующим фактором. При действии радиационного излучения на МОП-структуру в окисле образуется положительный пространственный заряд, который вызывает изменение величины порогового напряжения. При подаче положительного смещения на металл в результате действия электрического поля вблизи поверхности полупроводника скапливается положительный заряд, величина которого зависит от напряжения, приложенного к затвору в период облучения. Образование пространственного заряда прекращается, когда поле в области затвора уменьшается. Поскольку в микрорежиме напряженность поля в окисле невелика, можно полагать, что описанный эффект при работе МОП-транзистора в области малых токов будет ослаблен. Так, в микрорежиме крутизна маломощного МОП-транзистора с каналом p -типа проводимости при облучении протонами с энергией 660 МэВ при дозе $2 \cdot 10^{12}$ пр/см² изменялась лишь на 3...8%.

Величина пространственного заряда в МОП-структуре существенно зависит от металла, из которого изготовлен затвор. Так, величина образовавшегося под действием радиации пространственного заряда максимальна для алюминия и минимальна для хрома [38]. Кроме того, величина наведенного заряда зависит от вида воздействующей радиации и типа диэлектрической пленки. Максимальное значение заряда и его наибольшая зависимость от вида излучения имеют место в структурах с пленкой SiO₂, а минимальное — с пленкой Al₂O₃ [39]. Радиационную стойкость окисного слоя можно также повысить введением в SiO₂ примеси Cr [38].

Заканчивая рассмотрение свойств МОП-транзисторов в области микротоков, рассмотрим режим его работы при использовании лишь одной диффузионной области [40]. На рис. 2.12 приведены упрощенная структура МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа проводимости и схема его включения. Работа МОП-транзистора в этом случае осуществляется вследствие изме-

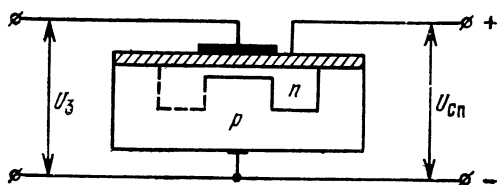


Рис. 2.12.

Схема включения упрощенной структуры МОП-транзистора.

нения тока в цепи сток — подложка I_C при управлении напряжением на затворе. При $U_3 < U_0$ отсутствие канала приводит к тому, что в цепи стока протекает лишь обратный ток стокового p — n -перехода.

Появление канала при увеличении U_3 приводит к возрастанию этого тока I_C из-за увеличения площади и изменения физических свойств p — n -перехода.

В микроамперном диапазоне токов стока при постоянном напряжении сток — подложка вольт-амперная характеристика рассматриваемого включения МОП-транзистора хорошо описывается формулой (2.50).

Следует заметить, что поскольку для рассматриваемого режима работы область истока практически не влияет на ход вольт-амперных характеристик, то можно в качестве активного компонента использовать МОП-структуру только с одной диффузионной областью n -типа (рис. 2.12) — с областью стока. Это может способствовать упрощению технологии изготовления, уменьшению габаритов и повышению надежности МОП-интегральных схем.

Рассматривая характеристики рис. 2.13, нетрудно заметить, что напряжение отсечки для такого режима оказывается значительно меньше, чем при обычном (традиционном) использовании МОП-транзистора (десятые доли вольта по сравнению с единицами вольта). Сле-

дует заметить, что аналогичного уменьшения порогового напряжения для обычного включения МОП-транзистора можно достичь подачей напряжения на подложку [35], однако, поскольку в интегральных схемах подложка обычно заземлена, реализация этого метода вызывает значительные затруднения.

Таким образом, рассмотренный режим работы МОП-транзистора дает возможность, во-первых, использовать в качестве активного элемента МОП-структуру

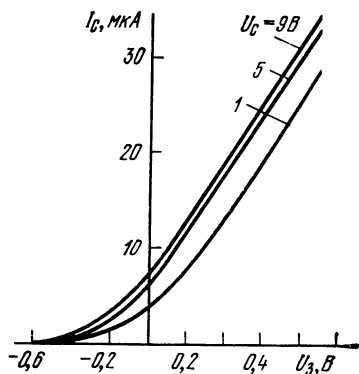


Рис. 2.13.

Экспериментальные зависимости $I_C = f(U_3)$ МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа, схема включения которого представлена на рис. 2.12.

лишь с одной диффузионной областью и, во-вторых, получать малые пороговые напряжения.

МОП-транзистор всегда используется как элемент схемы, хотя при работе в микрорежиме сам МОП-транзистор может выполнять функции элементарного устройства. На рис. 2.14,а приведена схема включения МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа проводимости, которая позволяет реализовать МОП-транзистор в качестве элементарного микромощного инвертора. Напряжение питания E_{II} здесь подается зна-

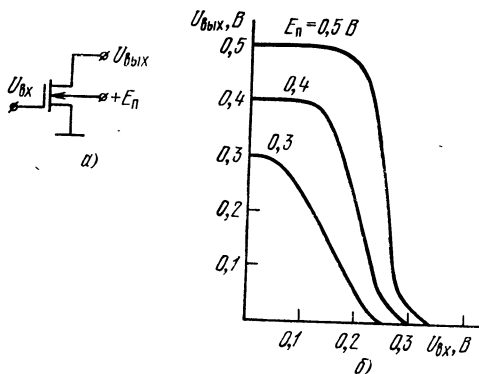
ком плюс на подложку. Функции традиционного резистора в цепи стока выполняет сопротивление p - n -перехода сток — подложка. Если E_{II} мало (меньше напряжения «пятки» p - n -переходов сток — подложка и исток — подложка), в транзисторе будут протекать малые токи (будет рассеиваться малая мощность) и сопротивления переходов будут достаточно большими.

При напряжении на затворе $U_{вх} = 0$ канал в транзисторе отсутствует, следовательно, на стоковом электроде (на выходе устройства) будет напряжение $U_{вых} = E_{II}$. Если к затвору приложить $U_{вх} > U_0$, то появляется канал. Вследствие образования канала потечет ток в цепи подложка — сток — канал — исток. Напряжение $U_{вых}$ начнет уменьшаться. Таким образом, при изменении на-

пряжения на затворе меняется напряжение на стоке. На рис. 2.14,б приведены экспериментальные зависимости $U_{\text{вых}}=f(U_{\text{вх}})$ для МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа проводимости, включенного по схеме рис. 2.14,а, при различных $E_{\text{п}}$.

Изложенное позволяет сделать вывод, что МОП-транзистор без наличия каких-либо дополнительных элементов может выполнять функции микромощного инвертора. Для реализации такого инвертора необходимо выби-

Рис. 2.14.
Микромощный
МОП-инвертор (а)
и эксперименталь-
ные зависимости
 $U_{\text{вых}}=f(U_{\text{вх}})$ (б).



рать МОП-транзистор с очень малым напряжением отсечки ($U_0 < 0,5$ В), т. е. МОП-транзистор, выполненный с применением ионного легирования.

Подобно инвертору, МОП-транзистор, включенный по схеме рис. 2.14,а, может выполнять и функции микромощного усилителя с небольшим коэффициентом усиления. В этом случае следует использовать МОП-транзистор со встроенным каналом. Таким образом, можно сделать вывод, что МОП-транзистор является функциональным микромощным прибором, способным выполнять функции инвертора и усилителя.

Глава 3

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Наибольший технический эффект от снижения мощностей, потребляемых и рассеиваемых радиоэлектронными схемами, получается в бортовых вычислительных

устройствах, содержащих много однотипных схем, работающих в основном в импульсном режиме.

Поэтому из всех рассмотренных устройств в первую очередь следует рассмотреть схемы дискретного действия. В импульсных схемах транзисторы обычно работают как электронные ключи, быстродействие которых определяется скоростью переходных процессов при переключении транзистора из одного состояния в другое.

Уменьшение рабочего тока значительно увеличивает длительности фронтов сформированного импульса, что снижает логические возможности схем и может увеличить потребляемую и рассеиваемую мощность. Следовательно, при проектировании микроощных импульсных схем необходимо учитывать переходные процессы в транзисторах. Поэтому рассмотрение микроощных транзисторных устройств целесообразно начать с исследования транзисторных ключей.

3.1. Особенности транзисторного ключа

В гл. 1 было показано, что при работе биполярного транзистора в микрорежиме значительно возрастает его входное сопротивление. При этом увеличивается влияние эмиттерной цепи на переходные процессы в транзисторе, что является одним из существенных отличий микрорежима от номинальных режимов работы.

Для схемы ОБ влияние эмиттерной цепи может быть представлено следующим образом. При подаче на эмиттер отпирающего импульса начинается перезарядка эмиттерной емкости с постоянной времени $R_T C_3$. При запертом эмиттерном переходе этот процесс можно проиллюстрировать эквивалентной схемой (рис. 3.1, а).

В момент, когда напряжение на емкости проходит через нуль, отпирается эмиттерный переход. Теперь C_3

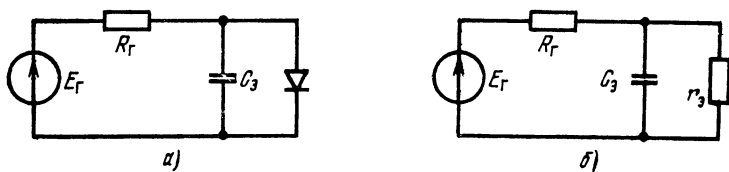


Рис. 3.1.

Эквивалентная схема входной цепи биполярного транзистора при запертом (а) и открытом (б) эмиттерном переходе.

заряжается эмиттерным током с постоянной времени $(R_r \parallel r_e) C_3$ (рис. 3.1, б), а оставшаяся доля эмиттерного тока $I_{ЭК}$ принимает участие в образовании тока коллектора. Таким образом, коэффициент инжекции γ является комплексной величиной и может быть записан как

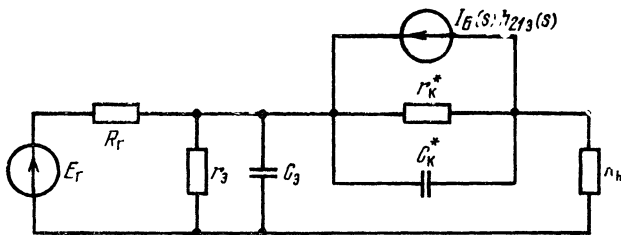
$$\gamma(s) = I_{ЭК}(s) / I_3(s). \quad (3.1)$$

Коэффициент переноса неосновных носителей через базу в номинальном режиме работы транзистора может быть представлен в виде

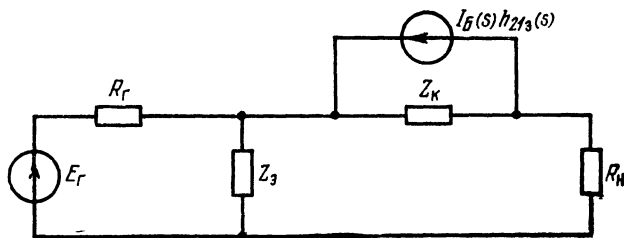
$$\beta^*(s) = h_{21Б} / (1 + s\tau_{np}). \quad (3.2)$$

Учитывая (3.1) и (3.2), коэффициент передачи $h_{21Б}(s)$ можно записать как $h_{21Б}(s) = \beta^*(s) \gamma(s) = h_{21Б} / (1 + s\tau_{np}) (1 + s\tau_e)$. Поскольку для микрорежима $\tau_{np} \ll \tau_e$, то $h_{21Б}(s) \approx h_{21Б} / (1 + s\tau_e)$.

Нетрудно показать, что для схемы ОЭ при работе транзистора в микрорежиме сохраняются те же соотношения между основными параметрами транзистора и соответствующими им параметрами для схемы ОБ, что и в номинальном режиме работы, с той лишь разницей, что τ_{np} следует заменить на τ_e .



а)



б)

Рис. 3.2.

Эквивалентные схемы биполярного транзистора.

При определении переходной характеристики транзистора для схемы ОЭ можно использовать эквивалентную схему на рис. 3.2,а [15]. Данную схему нетрудно преобразовать в схему рис. 3.2,б, параметры которой связаны с параметрами первой схемы следующими соотношениями:

$$Z_9 = \frac{r_9}{1 + s\tau_9}; \quad Z_K = \frac{r_K^*[1 + s\tau_9/(1 - h_{21B})]}{(1 + s\tau_9)(1 + s\tau_K)}, \quad (3.3)$$

где $r_K^* = r_K(1 - h_{21B})$; $\tau_K = r_K C_K$.

При подаче в базу транзистора отпирающей ступеньки напряжения E_r для схемы на рис. 3.2,б можно записать систему уравнений, составленную по методу контурных токов:

$$\begin{aligned} I_B(s)(R_r + Z_9) + I_K(s)Z_9 &= E_r(s); \\ I_K(s)(R_H + Z_K + Z_9) + I_B(s)Z_9 &= I_B(s)h_{219}(s)Z_K. \end{aligned}$$

Решая систему уравнений относительно тока коллектора $I_K(s)$, получим

$$I_K(s) = \frac{E_r(s)[h_{219}(s)Z_K - Z_9]}{(R_r + Z_9)(R_H + Z_K + Z_9) + [h_{219}(s)Z_K - Z_9]Z_9}. \quad (3.4)$$

Подстановка выражений (3.3) в (3.4) после некоторых преобразований приводит к виду

$$I_K(s) = \frac{E_r(s)[h_{21B}r_K - r_9(1 + s\tau_K)]}{as^2 + bs + c}, \quad (3.5)$$

где

$$\begin{aligned} a &= R_r R_H \tau_9 \tau_K; \\ b &= R_r R_H (\tau_9 + \tau_K) + r_K \tau_9 R_r - r_9 (R_H + R_r) \tau_K; \\ c &= R_r R_H + r_K^* R_r + r_9 (R_H + R_r) + r_9 r_K. \end{aligned}$$

Определим s_1 и s_2 — корни уравнения $as^2 + bs + c = 0$. Если $b^2 \gg ac$, то $s_1 \approx -b/a + c/b$; $s_2 \approx -c/b$. Это справедливо для случая, когда сопротивление коллекторного перехода r_K велико, а произведение $r_9(1 - h_{21B})$ соизмеримо с $R_r \neq 0$.

После соответствующих упрощений корни уравнения примут вид

$$s_1 = -\frac{m\tau'_K \tau_9}{\tau_9 \tau_K}; \quad s_2 = -\frac{R_r(1 - h_{21B}) + r_9}{R_r(\tau'_K m + \tau_9)}, \quad (3.6)$$

где $m = 1 + r_9/R_r + r_9/R_H$; $\tau'_K = R_H C_K$.

Выполняя обратное преобразование Лапласа для (3.5), получаем

$$I_K(t) = \frac{E_r (h_{21B} r'_K - r_3)}{R_r R_H \tau_3 \tau_K s_1 s_2} + \frac{E_r [h_{21B} r'_K - r_3 (1 + s_1 \tau_K)] \exp s_1 t}{R_r R_H \tau_3 \tau_K s_1 (s_1 - s_2)} + \frac{E_r [h_{21B} r'_K - r_3 (1 + s_2 \tau_K)] \exp s_2 t}{R_r R_H \tau_3 \tau_K s_2 (s_2 - s_1)}. \quad (3.7)$$

Ввиду того, что $s_1 \gg s_2$, вторым членом выражения (3.17) можно пренебречь. Тогда, используя приведенное выше условие ($b^2 \gg ac$), запишем

$$I_K(t) = \frac{E_r h_{21B}}{R_r \tau_3 \tau'_K s_1 s_2} - \frac{E_r h_{21B} \exp s_2 t}{R_r \tau_3 \tau'_K s_1 s_2} - \frac{E_r r_3 C_K \exp s_2 t}{R_r (m \tau'_K + \tau_3)}. \quad (3.8)$$

После подстановки в (3.8) выражений (3.6) переходная характеристика приобретает вид

$$I_K(t) = \frac{E_r h_{213}}{R_r + r_3 (h_{213} + 1)} - \frac{E_r h_{213}}{R_r + r_3 (h_{213} + 1)} \times \times \exp \left\{ - \frac{t [R_r + r_3 (h_{213} + 1)]}{R_r (\tau'_K m + \tau_3)} \right\} - - \frac{E_r r_3 C_K}{R_r (\tau'_K m + \tau_3)} \exp \left\{ - \frac{t [R_r + r_3 (h_{213} + 1)]}{R_r (\tau'_K m + \tau_3)} \right\}.$$

При условии $r_3 C_K \ll (m \tau'_K + \tau_3)$ получаем

$$I_K(t) = \frac{E_r h_{213}}{R_r + r_3 (h_{213} + 1)} \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{\tau_\Phi} \right) \right],$$

где

$$\tau_\Phi = \frac{R_r (\tau'_K m + \tau_3) (h_{213} + 1)}{R_r + r_3 (h_{213} + 1)}. \quad (3.9)$$

Величина τ_Φ является постоянной времени фронта выходного импульса. Таким образом, длительность фронта выходного импульса транзистора можно представить как

$$t_\Phi = \tau_\Phi \ln \left[\frac{E_r}{R_r + r_3 (h_{213} + 1)} / \left(\frac{E_r}{R_r + r_3 (h_{213} + 1)} - - \frac{E_K}{h_{213} R_H} \right) \right]. \quad (3.10)$$

Таблица 3.1

Номер транзистора	τ_{ϕ} , мкс	
	расчетное	экспериментальное
3	19,2	21,8
15	21,6	22,0
31	19,3	20,7
33	20,6	23,0
41	23,7	24,5
58	20,4	21,4

Из формул (3.9) и (3.10) можно сделать вывод, что длительность фронта выходного импульса возрастает с увеличением сопротивления генератора и уменьшением рабочего тока (рис. 3.3 и 3.4). Эти формулы были экспериментально проверены для фронта выходного импульса у маломощных планарных транзисторов при $R_{\Gamma}=47$ кОм, $I_{\text{К}}=1$ мкА (табл. 3.1).

Расчетные и экспериментальные данные показывают, что быстродействие транзисторных ключей в микрорежиме ухудшается из-за больших длительностей фронта выходного импульса. Анализ формул (3.9) и (3.10) также показывает, что в микрорежиме длительность фронта выходного импульса зависит от R_{Γ} , причем увеличение R_{Γ} приводит к возрастанию τ_{ϕ} и t_{ϕ} .

Следует заметить, что с уменьшением рабочего тока (меньше 1 мкА) зависимость $\tau_{\phi}=f(R_{\Gamma})$ (рис. 3.4) ста-

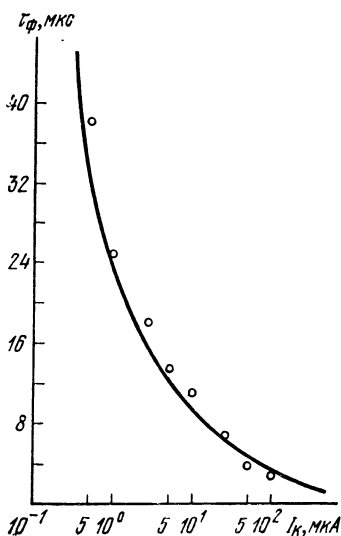


Рис. 3.3.

Расчетная зависимость $\tau_{\phi}=f(I_{\text{К}})$ и результаты эксперимента для маломощного планарного транзистора при $R_{\Gamma}=47$ кОм.

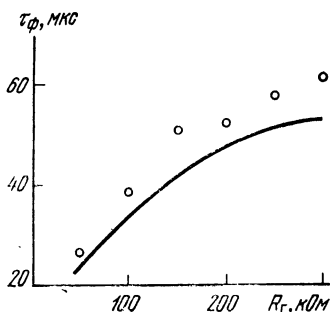


Рис. 3.4.

Расчетная зависимость $\tau_{\phi}=f(R_{\Gamma})$ и результаты эксперимента для маломощного планарного транзистора при $I_{\text{К}}=1$ мкА.

новится еще более резкой, а с возрастанием тока — вырождается. Так, даже при $I_K=10$ мкА и $R_r \geq 50$ кОм для практических расчетов ее можно не учитывать.

Хотя при анализе спада импульса все приведенные соотношения качественно сохраняются, количественная оценка весьма затруднена из-за значительной нелинейности ряда параметров транзистора при его запирании [19] и прежде всего из-за разряда паразитных емкостей схемы через сопротивление нагрузки. В микрорежиме постоянная времени спада обычно много больше постоянной времени фронта.

При работе транзисторных ключей в номинальных режимах одним из основных факторов, определяющих их быстродействие, является время рассасывания избыточных носителей. При уменьшении рабочего тока, как было показано выше, увеличиваются фронты выходного импульса, а время рассасывания $t_{рас}$ практически сохраняет порядок своих величин, поэтому, начиная с определенного тока, когда сумма времен фронта и спада t_{Σ} становится много больше $t_{рас}$, можно не учитывать влияния $t_{рас}$ на быстродействие транзисторного ключа.

Во всем микроамперном диапазоне токов при определении времени переключения транзистора с точностью, достаточной для инженерных расчетов (рис. 3.5), можно не учитывать $t_{рас}$; так, для $I_K=1$ мкА время рассасывания при коэффициенте насыщения $K_{нас}=2$ на три порядка меньше t_{Σ} . В табл. 3.2 приведены отношения $t_{\Sigma}/t_{рас}$ при $I_K=1$ мкА и $K_{нас}=2$ для маломощных кремниевых планарных транзисторов.

Таким образом, транзисторные ключи, являющиеся быстродействующими при номинальных токах и выполненные на транзисторах с малым $t_{рас}$, не проявляют своего преимущества по сравнению с ключами, выпол-

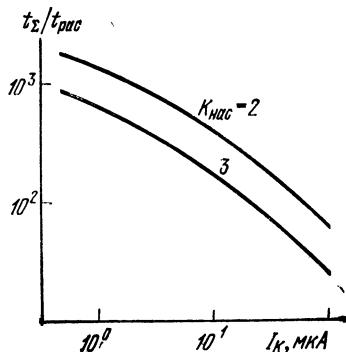


Рис. 3.5.

Экспериментальные зависимости $t_{\Sigma}/t_{рас} = f(I_K)$ для маломощного планарного транзистора.

ненными на транзисторах с большим $t_{рас}$ при работе в микроамперном диапазоне токов.

Поскольку для уменьшения времени рассасывания в транзисторах используется диффузия золота, а для микрорежима параметр $t_{рас}$ не является существенным, при изготовлении микромощных транзисторов этот спо-

Т а б л и ц а 3.2

Номер транзистора	3	15	31	33	41	58
$t_{\Sigma}/t_{рас}$	1140	1180	1090	1200	1150	1180

соб увеличения быстродействия неприемлем. Тем более, что наличие золота сопряжено с рядом побочных эффектов, ухудшающих параметры транзистора в микрорежиме [23] (уменьшение коэффициента передачи, увеличение напряжения «пятки» на входной характеристике и т. д.).

Следовательно, при работе транзисторного ключа в микрорежиме: 1) с уменьшением рабочего тока значительно возрастает время переключения; 2) с уменьшением сопротивления генератора повышается быстродействие и 3) величина времени рассасывания и соответственно коэффициент насыщения транзистора практически не влияют на время переключения.

Если в микрорежиме работает биполярный транзистор, то, как было показано в гл. 1, он может усиливать сигналы, работая только в области насыщения без выхода в активный режим. В связи с этим интересно определить время $t_{ф нас}$, т. е. время, в течение которого коэффициент насыщения транзистора изменяется.

Положим, что транзистор имел коэффициент насыщения, соответствующий токам $I_{К нас1}$ и $I_{Б1}$. Если скачком уменьшить ток базы до величины $I_{Б2}$, коэффициент насыщения и ток коллектора также уменьшаются, но не скачком а лишь через время $t_{ф нас}$ ($I_{К нас1} > I_{К нас2}$, $I_{Б1} > I_{Б2}$). Для момента переключения заряд неосновных носителей в базе можно представить в виде [41]

$$Q(t) = \vartheta h_{21эN} \left\{ I_{Б1} - \frac{I_{К нас1}}{h_{21эN}} - \right.$$

$$-\Delta I_B \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{нас}}}\right) \right] \}, \quad (3.11)$$

где ϑ — коэффициент пропорциональности между током и зарядом; $\tau_{\text{нас}}$ — постоянная времени насыщения; $\Delta I_B = I_{B1} - I_{B2}$.

В момент окончания фронта, $t_{\text{ф нас}}$, в базе установится заряд, равный

$$Q = \vartheta h_{21эN} (I_{B2} - I_{K \text{ нас}2} / h_{21эN}). \quad (3.12)$$

Приравняв правые части выражений (3.11) и (3.12) и решив полученное уравнение относительно $t_{\text{ф нас}}$, получим

$$t_{\text{ф нас}} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{\Delta I_B}{\Delta I_{K \text{ нас}}} h_{21эN} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{h_{21эN}}{h_{21э \text{ нас}}}, \quad (3.13)$$

или, используя соотношение (1.48),

$$t_{\text{ф нас}} \approx \tau_{\text{нас}} \ln h_{21эN} h_{21эI}.$$

Приведенный анализ показывает, что время переключения транзистора в области насыщения не зависит от диапазона переключений, т. е. от величин коэффициента насыщения и их разницы. В отличие от обычных ключевых режимов характерной особенностью данного режима является отсутствие задержки спада импульса.

У микро мощных ключей, выполненных на полевых транзисторах, с падением рабочего тока быстродействие также ухудшается. При токах стока $I_C < 50$ мкА уменьшение емкости затвора уже не позволяет улучшить временные параметры ключа. Так же как и в микро мощных ключах, построенных на биполярных транзисторах, в данном случае время переключения в основном определяется цепью, состоящей из паразитной емкости монтажа и высокоомного сопротивления нагрузки. Поэтому вопрос об улучшении быстродействия микро мощных ключей прежде всего следует решать конструктивными и схемными методами.

В ряде случаев, когда основным требованием, предъявляемым к микро мощному ключу, является минимальная длительность фронта выходного импульса, может быть использован ключ на лавинном транзисторе [15].

Транзисторный ключ является основой логической схемы. Для анализа характеристик транзисторного ключа необходимо иметь критерии оценки его возможностей. Основные показатели, по которым оцениваются возможности логических схем (без учета конструктивного исполнения), следующие: коэффициент объединения по входу, коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность), помехоустойчивость в состоянии «1» и «0» (по постоянному и переменному току), быстродействие, мощность рассеяния. В статическом состоянии микромощную логическую схему достаточно полно характеризуют первые три из них. Поэтому интерес представляют зависимости этих параметров от мощности рассеяния.

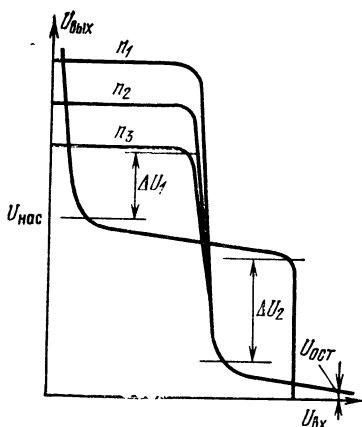


Рис. 3.6.

Рис. 3.6. Пример построения совместных характеристик двух инверторов.

характеристик двух инверторов [23] (рис. 3.6). На рис. 3.6 семейство характеристик основного инвертора дано в виде $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$. Каждая кривая семейства соответствует определенному нагрузочному коэффициенту n . На том же рисунке построена аналогичная характеристика нагружающего инвертора в виде $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вых}})$. Такое построение характеристик определяется тем, что выходное напряжение основного инвертора служит входным для нагружающего.

Оценивая помехоустойчивость коэффициентами запаса по входному напряжению, обеспечивающими то или иное его состояние, можно по семейству характеристик найти, что помехоустойчивость в состояниях «1» и «0» соответственно определяется величинами

$$K_1 = 1 + \Delta U_1 / U_{\text{нас}}; \quad K_2 = 1 + \Delta U_2 / U_{\text{ост}},$$

где ΔU_1 — разность между приложенным входным напряжением и минимально необходимым для насыщения инвертора; ΔU_2 — разность между напряжением отпирания инвертора и остаточным напряжением; $U_{\text{нас}}$ — напряжение насыщения.

Если от напряжений перейти к токам, полагая, что входной ток схемы линейно связан с входным напряжением, то нетрудно заметить, что помехоустойчивость в состоянии «1» совпадает по определению с коэффициентом насыщения транзистора.

Пусть рассматриваемый инвертор подключен к выходу предыдущего, нагруженного n инверторами. Тогда напряжение на его входе равно

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{к}} / (R_{\text{к}} / R_{\text{вх}}) n + 1, \quad (3.14)$$

где $R_{\text{к}}$ — коллекторное сопротивление предыдущего инвертора; $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление инвертора (включая и сопротивление связи); n — число нагрузок.

Напряжение, необходимое для насыщения инвертора, равно

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{к}} K_{\text{нас}} R_{\text{вх}} / R_{\text{к}} h_{21\text{Э}}, \quad (3.15)$$

где $K_{\text{нас}}$ — коэффициент насыщения.

Из сравнения (3.14) и (3.15) видно, что

$$n K_{\text{нас}} = h_{21\text{Э}} - K_{\text{нас}} (R_{\text{вх}} / R_{\text{к}}). \quad (3.16)$$

Формулу (3.16) нетрудно привести к следующему виду:

$$n K_{\text{нас}} = h_{21\text{Э}} (1 - U_{\text{вх}} / E_{\text{к}}). \quad (3.17)$$

Произведение нагрузочного коэффициента на коэффициент насыщения является важной характеристикой схемы, определяющей способность транзистора входить в насыщение и управлять несколькими нагрузками. В дальнейшем это произведение будем называть коэффициентом работоспособности и обозначать символом L . Как видно из (3.17), L в основном определяется статическим коэффициентом передачи транзистора. При известной величине коэффициента передачи произведение нагрузочного коэффициента и коэффициента насыщения является мерой помехоустойчивости в открытом состоянии. Таким образом, (3.17) связывает нагрузочную способность схемы и ее помехозащищенность с параметрами транзистора.

Формула (3.17) получена исходя из предположения об отсутствии на входе схемы отпирających помех. Рас-

смотрим влияние этих помех на коэффициент работоспособности. Пусть на каждом входе схемы действует отпирающая помеха. В результате ее действия напряжение на выходе первого предыдущего каскада уменьшается на величину ΔU .

Обозначим $\Delta U/E_K = \eta$. С учетом уменьшения напряжения (3.14) примет вид $U_{вх} = [E_K(1 - \eta)R_{вх}]/(R_{вх} + R_K n)$ и (3.17) соответственно $L = h_{21Э}(1 - \eta - U_{вх}/E_K)$. Поскольку $\Delta U/E_K = mI_{п}R_K h_{21Э}/E_K$ и $E_K/R_K = I_K$, где m — коэффициент объединения по входу; $I_{п}$ — величина отпирающей помехи, действующей на одном входе, то окончательно получим

$$L = h_{21Э}(1 - mI_{п}h_{21Э}/I_K - U_{вх}/E_K). \quad (3.18)$$

Таким образом, коэффициент L , а следовательно, и нагрузочная способность схемы не зависят от числа

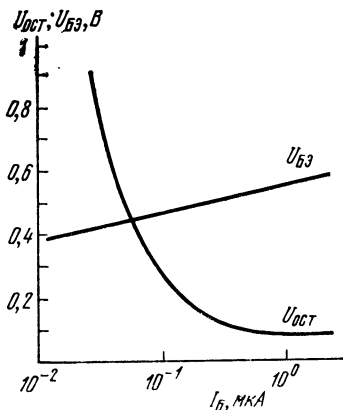


Рис. 3.7.

Экспериментальные зависимости $U_{вх}$; $U_{ост} = f(I_B)$ при $I_K/I_B = 10$ для бескорпусного планарного кремниевого транзистора.

входов только при отсутствии отпирающих помех. Наличие таких помех приводит к снижению этого коэффициента.

Формулы (3.17) и (3.18) позволяют проследить изменение L при переходе в микрорежим. Проведенные расчеты и эксперименты показали, что величина L снижается при уменьшении как рабочего тока, так и напряжения питания, но при снижении E_K коэффициент L уменьшается медленнее, чем при соответствующем снижении I_K .

Это объясняется весьма слабой зависимостью $h_{21Э} = f(U_{кЭ})$ в микрорежиме.

Таким образом, снижать мощность рассеяния в логических схемах за счет напряжения питания более выгодно, чем за счет тока коллектора. Однако получить малые мощности рассеяния снижением только напряжения питания не представляется возможным, поэтому в практике целесообразно пользоваться обоими методами одновременно.

Величина минимального рабочего тока во многом определяется падением коэффициента передачи $h_{21Э}$. Величина минимального напряжения питания для логических схем с непосредственными связями, работающих в микроамперном диапазоне токов, ограничивается напряжением «пятки» на входной характеристике транзистора. Это ограничение справедливо в случаях, когда напряжение «пятки» велико в сравнении с остаточным напряжением на насыщенном транзисторе $U_{ост}$. Однако в логических схемах, работающих в нановаттном диапазоне, $U_{ост}$ за счет уменьшения рабочих токов может значительно возрасти и стать сравнимым с напряжением на входе транзистора $U_{БЭ}$ (рис. 3.7).

Из рис. 3.7 следует, что $U_{БЭ} = U_{ост}$ при $I_B \approx 65$ нА. Исследования, проведенные на различных типах биполярных кремниевых транзисторов, показали, что $U_{БЭ} = U_{ост}$ при токах $I_B = 40 \dots 100$ нА ($I_K = 0,4 \dots 2$ мкА). Изложенное выше позволяет сделать вывод, что осуществлять непосредственную связь в логических ключах желательно лишь при токах $I_K > 20$ мкА.

Зависимость L от напряжения питания и тока коллектора позволяет определить пригодность биполярных транзисторов для работы в микромощных логических схемах с непосредственными связями. Так, например, задаваясь величинами L , m_6 , $I_{КБО}$, I_K , можно определить минимальную величину коэффициента передачи, обеспечивающую удовлетворительную работу схемы.

3.2. Разновидности транзисторных ключей

При использовании ряда биполярных транзисторов в микрорежиме необходимо найти способы, позволяющие повысить процент годных транзисторов, или, другими словами, расширить логические возможности схем. Следует заметить, что применение эмиттерных повторителей в микромощных логических схемах, широко используемое в схемах, работающих при номинальных режимах (в основном для увеличения нагрузочной способности схемы), оказывается неэффективным; оно может быть оправдано, как показывает эксперимент, лишь при токах $I_Э > 15$ мкА.

Основной динамической характеристикой логической

схемы является ее быстродействие. Быстродействие схемы характеризуется величиной задержки распространения сигнала $t_{зд}$. Из результатов, полученных в § 3.1, следует, что величина задержки распространения сигнала в основном определяется временами заряда и разряда емкостей транзистора и схемы и ее можно выразить как сумму времен фронта и спада выходного импульса логической схемы.

Быстродействие микромощных логических схем и их рассеиваемую мощность целесообразно рассматривать

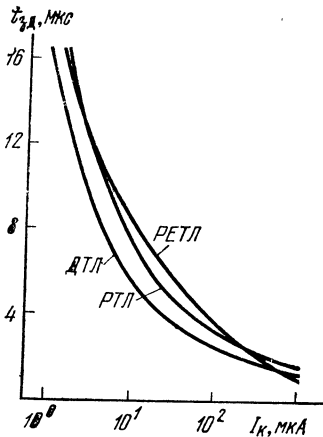


Рис. 3.8.

Экспериментальные зависимости $t_{зд} = f(I_K)$ для логических схем на мало мощных планарных транзисторах для РТЛ- и ДТЛ-схем типа НЕ—ИЛИ.

в тесной взаимосвязи, поскольку в широком диапазоне изменений этих параметров их произведение остается примерно постоянным для схем одного типа при условии неизменности параметров транзисторов [42].

Для определения влияния рассеиваемой мощности на быстродействие удобно использовать зависимости $t_{зд} = f(I_K)$ (рис. 3.8). Из рис. 3.8 следует, что ДТЛ-схемы обладают более высокими динамическими характеристиками, чем РТЛ-схемы. Широко применяемый в технике номинальных режимов прием — использование ускоряющих емкостей на входе схемы — оказывается в микромощных устройствах неэффективным.

Как показывают результаты измерений, начиная с токов коллектора примерно 200...400 мкА, ускоряющие емкости приводят к ухудшению динамических параметров.

Следует отметить, что почти все известные из техники номинальных режимов методы улучшения динамических характеристик схемы в микрорежиме не приносят сколько-нибудь заметного эффекта. Так, например, фиксация коллекторных потенциалов для предотвращения насыщения транзисторов неприемлема из-за значительного возрастания мощности рассеяния, тем более, что принципиальное преимущество схем без насы-

щения в быстродействии теряется из-за пренебрежимо малых значений времени рассасывания в микрорежиме.

Неудовлетворительная характеристика мощность — быстродействие, недостаточные логические возможности и допуски в элементах с резисторными связями (РТЛ) препятствуют их использованию во многих схемах. Схемы с диодными связями (ДТЛ) имеют удовлетворительные характеристики мощность — быстродействие, причем схемы НЕ—И являются предпочтительнее, чем схемы НЕ—ИЛИ [23].

Схема с непосредственными связями обладает наилучшей характеристикой мощность — быстродействие. Однако при плюсовых температурах и токах коллектора $I_K < 100$ мкА она теряет преимущество, связанное с ее простотой. В этом случае становится необходимым использовать источник запирающего напряжения. Когда максимальная рабочая температура достаточно мала, схема с непосредственными связями обладает наилучшими характеристиками в микроамперном диапазоне токов по сравнению с характеристиками других элементов.

Схема с транзисторными связями (ТТЛ) по своим характеристикам приближается к элементу с непосредственными связями, но в ней несколько труднее обеспечить температурную стабильность. В элементе ТТЛ сопротивление коллектора необходимо для обеспечения пути тока $I_{КБ0}$ и обратных токов эмиттерных переходов транзисторов связи. Если в элементе ТТЛ не было бы этого сопротивления, то распределение токов было бы крайне неравномерным из-за значительных величин инверсных коэффициентов передачи тока в транзисторах связи.

Большие возможности открывает применение полевых транзисторов в микромощных логических схемах. При этом особыми перспективами обладают МОП-транзисторы с индуцированным каналом, поскольку они позволяют создавать схемы с непосредственными связями, обладают высоким сопротивлением и малой входной емкостью (имеют большую нагрузочную способность). Интересной особенностью логических схем на МОП-транзисторах является отсутствие традиционных элементов (резисторов, конденсаторов, диодов), функции которых с успехом выполняют аналогичные МОП-структуры. Так, в качестве нагрузочного сопротивления обычно приме-

няется МОП-резистор, работающий в области пологой части характеристик. Нагрузочное сопротивление такого резистора равно [35] $R_H=2/s$.

Уменьшение тока стока в микромощных логических схемах на МОП-транзисторах практически не ухудшает статические характеристики схем, но значительно уменьшает их быстродействие, причем при увеличении коэффициента разветвления быстродействие уменьшается пропорционально числу нагрузок.

Улучшение быстродействия при одновременном снижении мощности можно получить, применяя в логических ключах принцип дополнительной симметрии. Такие схемы могут быть выполнены как на биполярных [23], так и на МОП-транзисторах [43]. Для построения ключа с дополнительной симметрией необходимо использовать пары транзисторов с различными типами проводимости (рис. 3.9). В таких схемах вместо коллекторных (стоковых) резисторов используются транзисторы противоположного типа проводимости. В статическом состоянии из двух последовательно включенных транзисторов один всегда открыт, а другой заперт. При изменении полярности напряжения на входе ключа транзисторы меняют состояния. Благодаря отсутствию резисторов схема имеет низкое выходное сопротивление. В схемах с дополнительной симметрией мощность потребляется только во время переключения транзисторов.

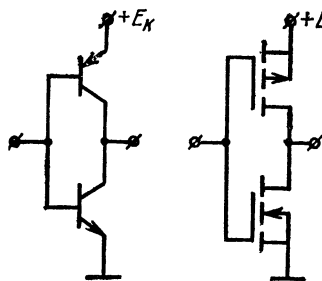


Рис. 3.9.

Схемы ключей с дополнительной симметрией.

Для получения низкой мощности переключения напряжение питания E_H следует снижать до минимально возможной величины. При определении минимального E_H следует учесть, что пороговое напряжение для МОП-транзисторов с n -каналом обычно меньше порогового напряжения транзисторов с p -каналом. Для большинства практических случаев, когда основными требованиями остаются стабильность и быстродействие схемы, E_H должно быть значительно выше порогового напряжения МОП-транзистора с p -каналом.

Основным недостатком рассмотренных ключей с дополнительной симметрией

полнительной симметрией является то, что в монолитном исполнении создать $p-n-p$ - и $n-p-n$ -биполярные транзисторные структуры или полевые транзисторные структуры с p - и n -каналами, т. е. совместить в твердом теле эти разные компоненты, является довольно сложной технологической задачей.

Однако микромощный ключ, потребляющий мощность только во время переходных процессов, можно выполнить и на двух одностипных транзисторах — полевых транзисторах с $p-n$ -переходом (рис. 3.10), имеющих отдельные выводы от затворов (алкатронах). Транзистор $T2$ включен самым обычным образом, затворы его соединены, и при подаче на них отрицательного напряжения транзистор $T2$ запирается. Основная особенность данной схемы заключается в том, что транзистор $T1$ работает по принципу биполярного транзистора. Входной сигнал прикладывается непосредственно к каналу (исток и сток замкнуты), который выполняет функции базы биполярного транзистора, а $p-n$ -периоды затворов — функции эмиттера и коллектора (функцию коллектора должен выполнять преректор). При подаче отрицательного напряжения на канал $p-n$ -переходы затворов смещаются в прямом направлении и инжектируют в канал носители, транзистор $T1$ отпирается (биполярный транзистор входит в режим насыщения). Таким образом, при отрицательном входном сигнале транзистор $T2$ заперт, а $T1$ открыт.

Напряжение на выходе схемы почти равно напряжению питания E_p . При положительном сигнале на входе схемы транзистор $T2$ открыт, а $T1$ заперт. Напряжение на выходе схемы близко к нулю.

В статическом состоянии такая схема, как и ее аналоги, практически не потребляет мощности, но в отличие от аналогов состоит из одностипных транзисторов и может быть легко реализована в интегральном исполнении. В некоторых случаях во входную цепь транзистора $T1$ рекомендуется включить резистор, а во входную цепь транзистора $T2$ — диод в пропускном направлении для отрицательного сигнала.

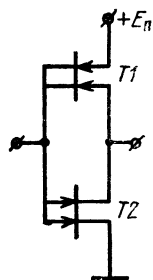


Рис. 3.10.
Схема микромощного ключа на полевых транзисторах с $p-n$ -переходом.

Еще одним способом построения микромощных транзисторных ключей может явиться использование в качестве коллекторного (стокового) питания напряжения синусоидальной формы. Характерной особенностью таких схем является возможность заменить нагрузочный резистор конденсатором [54].

В основе таких схем, питаемых переменным напряжением, лежит ключ переменного напряжения (диодно-емкостной ключ) (рис. 3.11). В схеме используется га

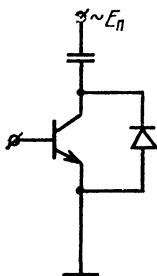


Рис. 3.11.
Диодно-емкостной
ключ.

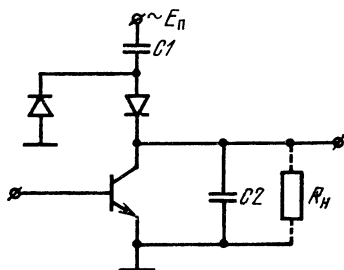


Рис. 3.12.
Схема ключа переменного на-
пряжения.

особенность, что цепь из последовательно соединенных емкости и диода в статическом состоянии не проводит ток (в том числе, и переменный). Так как при запертом транзисторе емкость заряжается через диод до величины амплитуды напряжения питания, диод запирается и ток перестает течь через нагрузку. Когда транзистор открыт, через емкость протекают обе полуволны переменного тока, причем отрицательная полуволна проходит через диод, а положительная — через транзистор. Таким образом схема позволяет коммутировать переменный ток, протекающий через нагрузку.

В реальных схемах обычно используются ключи переменного напряжения, выполненные по схеме с удвоением напряжения (рис. 3.12). На рис. 3.12 приведена схема такого ключа, выполненного на биполярной транзисторной структуре. Несмотря на питание от источника переменного напряжения, данные схемы обеспечивают выходной сигнал в виде постоянного напряжения (или прямоугольных импульсов). Диодно-емкостная цепь

в схемах представляет собой выпрямитель с удвоением напряжения.

Ключи переменного напряжения, выполненные на биполярных транзисторах, хотя и характеризуются малыми потребляемыми мощностями, обладают рядом недостатков. К ним прежде всего необходимо отнести следующий: поскольку нагрузкой ключа обычно является аналогичная схема, малые входные сопротивления биполярных транзисторов, во-первых, шунтируют выходные емкости ключей, что искажает форму выходного импульса и снижает его амплитуду, и, во-вторых, увеличивают потребляемую схемой мощность. Кроме того, поскольку на выходной емкости ключа переменного напряжения всегда есть остаточное напряжение, для надежного запирающего последующего ключа при непосредственной связи часто приходится использовать дополнительный источник напряжения. При запертом ключе выходное напряжение характеризуется большой пульсацией.

Эти недостатки можно значительно уменьшить, используя полевые (униполярные) транзисторы вместо биполярных. Лучшими эксплуатационными свойствами обладают схемы переменного напряжения, выполненные на МОП-транзисторах с индуцированным каналом. Для таких ключей при запертом транзисторе ($U_3 < U_0$) напряжение на выходе $U_{\text{вых max}}$ можно определить как

$$U_{\text{вых max}} \approx 2E_{\text{мп}} C_1 / (C_1 + C_2),$$

где $E_{\text{мп}}$ — амплитудное значение напряжения питания.

Если на затвор транзистора подано отпирающее напряжение U_3 ($U_3 > U_0$), то напряжение на выходе ключа можно определить как

$$U_{\text{вых}} = \frac{4\pi E_{\text{мп}} r_c f C_1}{2\pi f r_c (C_1 + C_2) + 1}, \quad (3.19)$$

где f — частота напряжения питания.

При больших U_3 , когда выполняется условие $r_c \ll \ll 1/2\pi f C_1$ и $r_c \ll 1/2\pi f C_2$, выражение (3.19) можно представить как

$$U_{\text{вых}} \approx 4\pi E_{\text{мп}} r_c f C_1. \quad (3.20)$$

Подставляя (2.56) в (3.20), получим для открытого ключа

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{4\pi E_{\text{эф}} C_1}{k(U_3 - U_0)}. \quad (3.21)$$

При подаче отпирающего напряжения на затвор ($U_3 > U_0$) напряжение на выходе ключа будет изменять свое значение в течение периода напряжения питания схемы (пульсация на вершине выходного импульса). Это обстоятельство отражается на характеристике $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, являющейся одной из основных для определения возможностей использования ключа в логических схемах.

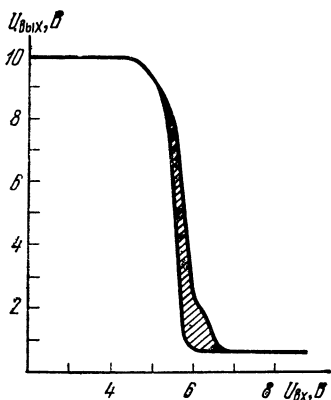


Рис. 3.13.

Экспериментальная зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для ключа переменного напряжения на МОП-транзисторе с индуцированным каналом при $C_1 = 100$ пФ, $C_2 = 200$ пФ, $f = 100$ кГц.

Пульсации выходного напряжения находят свое отражение в утолщении кривой и превращении ее в область (заштрихованная область на рис. 3.13).

Следует заметить, что пульсация выходного напряжения падает при уменьшении частоты напряжения питания. Кроме того, уменьшение C_1 и увеличение C_2 будет также приводить к снижению пульсаций. Однако в этом случае уменьшается амплитуда выходного импульса.

Изложенное выше позволяет заключить, что с помощью рассматриваемой схемы можно изменять выходное напряжение от достаточно большой величины $U_{\text{вых max}}$ (в запертом состоянии транзистора) до достаточно малых величин (в открытом состоянии транзистора).

Оценим теперь мощность, потребляемую ключом переменного напряжения. При запертом транзисторе потребляемая мощность определяется лишь утечками схемы и поэтому, в первом приближении, ею можно пренебречь. При открытом транзисторе (r_c мало), если

пренебречь потерями на внутреннем сопротивлении источника питания, потребляемую мощность P можно представить как

$$P = E_{\text{max}} I_m \cos \varphi, \quad (3.22)$$

где

$$\cos \varphi = R / \sqrt{R^2 + (-1/2\pi f C_1)^2}.$$

Если положить, что сопротивление стока является основным сопротивлением потерь в схеме, то, поскольку $r_c \ll 1/2\pi f C_1$, после упрощений и преобразований формулу (3.22) перепишем как

$$P \approx r_c (2\pi E_{\text{max}} f C_1)^2. \quad (3.23)$$

Из (3.23) следует, что потребляемая мощность падает при уменьшении r_c , f и C_1 . Подставляя (2.56) в (3.23), получаем окончательно

$$P \approx 40E^2_{\text{max}} f^2 C_1^2 / k (U_3 - U_0), \quad (3.24)$$

откуда следует, что чем больше U_3 , тем меньше потребляемая ключом мощность.

Поскольку при уменьшении частоты напряжения питания снижается потребляемая мощность, можно сделать вывод, что наиболее экономичный режим таких схем имеет место при низких частотах питающего напряжения.

При работе МОП-транзистора в области пологой части характеристик (режим насыщения) схема переменного напряжения, подобная рассмотренной выше, может выполнять функции линейного усилителя. Однако в этом случае потребляемая схемой мощность может оказаться слишком большой для класса микромощных усилителей.

Основное применение ключи, работающие от источника переменного напряжения, находят в различного рода логических схемах. Так, в схеме триггера переменного напряжения (рис. 3.14) роль диода выполняет $p-n$ -переход сток—подложка МОП-транзистора. Первое устойчивое состояние определяется нулевым напряжением на затворе, что соответствует открытому состоянию МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа (малое сопротивление канала). В этом состоянии на выходе имеем напряжение, близкое к нулю, которое определяется, в принципе, соотношением между сопро-

тивлением канала и реактивным сопротивлением емкости C_1 на рабочей частоте. При малом сопротивлении канала МОП-транзистора потребляемая мощность близка к нулю.

Переход из первого устойчивого состояния во второе начинается с момента подачи на вход устройства напряжения отрицательной полярности. При этом сопротивление канала возрастает и при напряжении на входе по модулю, большем, чем напряжение отсечки МОП-транзистора, происходит переброс триггера во второе устойчивое состояние. Ток, протекающий через $p-n$ -переход сток—подложка, заряжает емкость C_2 , причем полярность выпрямленного напряжения соответствует полярности входного напряжения.

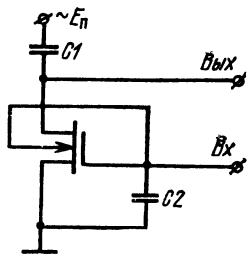


Рис. 3.14.

Схема триггера переменного напряжения.

Следует заметить, что в решении некоторых задач автоматики и вычислительной техники наиболее выгодным является использование многозначной (k -значной) системы счисления. Однако создание многостабильного логического элемента на основе потенциального представления числа является сложной задачей. Для заполнения чисел в k -значной системе счисления представляет интерес использование свойств релаксационных и других делителей частоты сохранять неизменной фазу выходного сигнала. Фаза как носитель запоминаемого числа удобна для сравнения: например, фазовый сдвиг удобно измерять временными интервалами. Кроме того, запоминающие устройства такого рода достаточно просты. В качестве делителя частоты удобно использовать мультивибратор с коэффициентом деления $k \geq 8$ [44]. Преимущества такого метода с точки зрения снижения габаритов и потребляемой мощности можно оценить из простого сравнения. Чтобы произвести деление на 8 в цепочке триггеров, необходимо использовать в три раза больше транзисторных структур, чем для построения мультивибратора с $k=8$, причем мощности, потребляемые отдельными транзисторными структурами, приблизительно одинаковы как в триггере, так и в мультивибраторе.

3.3. Транзисторные усилители

При использовании транзисторов в микромощных аналоговых устройствах прежде всего следует учитывать специфику их работы в микрорежиме. Рассмотрим особенности применения транзисторов в схемах микромощных усилителей.

На стабильность рабочей точки в микромощном усилителе на биполярном транзисторе в основном влияют те же факторы, что и в усилителях, работающих в номинальных режимах (приращение обратного тока коллекторного перехода $\Delta I_{КБО}$, напряжения на эмиттерном переходе $\Delta U_{БЭ}$ и коэффициента передачи). Однако расчетные формулы для микромощного усилителя будут несколько отличаться от обычно принятых. Это отличие прежде всего вызвано большой величиной статического сопротивления эмиттерного перехода $R_{эп}$. Приращение тока коллектора в результате изменения напряжения на эмиттерном переходе $\Delta I'_К$ с учетом величины $R_{эп}$ можно представить как

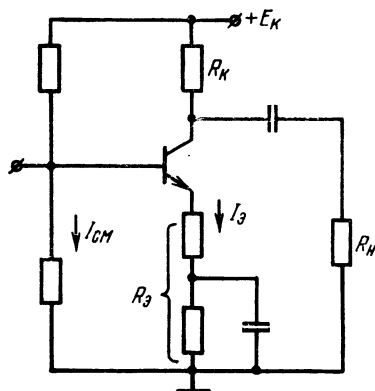


Рис. 3.15.
Схема усилителя.

$$\Delta I'_К = \frac{\Delta U_{ЭБ} h_{21Э}}{(R_э + R_{эп})(h_{21Э} + 1) + R_б}, \quad (3.25)$$

где $R_э$, $R_б$ — сопротивление в цепи эмиттера (рис. 3.15) и эквивалентное сопротивление в цепи базы.

При выполнении условия

$$(h_{21Э} + 1)(R_э + R_{эп}) \gg R_б \quad (3.26)$$

формулу (3.25) можно записать как

$$\Delta I'_К \approx \Delta U_{БЭ} / (R_э + R_{эп}). \quad (3.27)$$

Приращение тока коллектора вследствие изменения коэффициента передачи транзистора по току $\Delta I''_К$

с учетом $R_{эп}$ можно представить так:

$$\Delta I''_K \approx I_B \frac{\Delta h_{21Э} (R_э + R_{эп} + R_б)}{(R_э + R_{эп}) (h_{21Э} + 1) + R_б}. \quad (3.28)$$

При выполнении условия (3.26) формулу (3.28) можно представить в виде

$$\Delta I''_K \approx I_B \frac{\Delta h_{21Э}}{h_{21Э}} \left(1 + \frac{R_б}{R_э + R_{эп}} \right). \quad (3.29)$$

Если усилитель построен на микроощном биполярном транзисторе, основным требованием к которому является малый обратный ток (или усилитель работает при $U_{КБ} \approx \approx 0$), то для микроамперного диапазона рабочих токов иногда можно пренебречь влиянием $\Delta I_{КБО}$ на стабильность рабочей точки усилителя (в сравнении с $\Delta I'_K$ и $\Delta I''_K$).

Учитывая изложенное выше, определим изменение ΔI_K под действием температуры как сумму $\Delta I'_K$ и $\Delta I''_K$. Тогда после преобразований получим

$$\Delta I_K = I_B \frac{\Delta h_{21Э}}{h_{21Э}} + \frac{\Delta U_{БЭ} + I_B R_б (\Delta h_{21Э}/h_{21Э})}{R_э + R_{эп}}. \quad (3.30)$$

В том случае, когда приращение обратного тока $\Delta I_{КБО}$ существенно влияет на стабильность рабочей точки, следует пользоваться более общей формулой [45]

$$\begin{aligned} \Delta I_K = & (I_B + I_{КБО}) \frac{\Delta h_{21Э}}{h_{21Э}} + \Delta I_{КБО} + \\ & + \frac{\Delta U_{БЭ} + R_б [(I_B + I_{КБО}) (\Delta h_{21Э}/h_{21Э}) + \Delta I_{КБО}]}{R_э + R_{эп}}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

У маломощных планарных кремниевых транзисторов при изменении температуры в диапазоне $-60 \dots +80^\circ\text{C}$ $\Delta I_{КБО} \approx 50 \dots 100$ нА, а отношение $\Delta h_{21Э}/h_{21Э} = 0,4 \dots 0,55$ при $I_K = 0,2 \dots 20$ мкА. Величину $\Delta U_{БЭ}$ обычно представляют как произведение температурного коэффициента напряжения (ТКН) на диапазон рабочих температур. В планарных кремниевых транзисторах для микрорежима $\text{ТКН} \approx -3$ мВ/°С.

При проектировании микроощного усилителя на полевом транзисторе для выбора стабильной рабочей точ-

ки необходимо учитывать температурную и временную нестабильности тока стока, которые рассмотрены в гл. 2.

Коэффициент усиления по напряжению каскада усилителя K_U на биполярном транзисторе можно представить в виде

$$K_U = h_{21Э} \frac{R_K \parallel R_H}{R_\Gamma + h_{11Э}}, \quad (3.32)$$

где R_K — сопротивление в цепи коллектора; R_H и R_Γ — сопротивления нагрузки и генератора.

При $R_\Gamma \ll h_{11Э}$ и $R_K \ll R_H$, что довольно часто выполняется в микромощных усилителях, формула (3.32) упростится:

$$K_U = h_{21Э} (R_K / h_{11Э}). \quad (3.33)$$

Учитывая, что $I_B h_{21Э} = I_K$, подставим (1.37) и (1.51) в (3.33). Тогда после преобразований получим

$$K_U = I_K R_K / m_{кФТ}. \quad (3.34)$$

Формулу (3.34) нетрудно также получить, используя формулы (1.24) или (1.52).

Изложенное выше позволяет заключить, что при заданных условиях коэффициент усиления по напряжению микромощного усилителя на биполярном транзисторе практически не зависит от $h_{21Э}$ и линейно возрастает при увеличении тока коллектора (рис. 3.16). При $I_K R_K = \text{const}$ имеет место постоянное усиление каскада, которое является специфичным для микрорежима.

Однако может оказаться, что значения R_K и R_H , R_Γ и $h_{11Э}$ являются соизмеримыми. В этом случае желательно выбирать биполярные транзисторы с большим $h_{21Э}$. Кроме того, такие транзи-

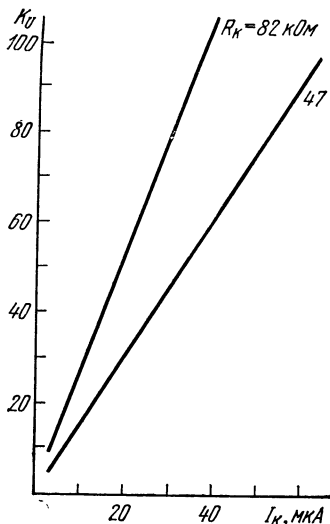


Рис. 3.16. Экспериментальные зависимости $K_U = f(I_K)$ для каскада микромощного усилителя на биполярном транзисторе.

сторы в микрорежиме позволяют получать в микромошных усилителях большие коэффициенты усиления по току и мощности.

Коэффициент усиления по напряжению каскада усилителя, выполненного на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком, можно представить в виде

$$K_U = S r_c R_c / (r_c + R_c), \quad (3.35)$$

где R_c — сопротивление цепи стока.

Для микромощного усилителя на МОП-транзисторе эту формулу можно представить, подставив в нее (2.54) и (2.63). Тогда

$$K_U = S_1 r_{c1} \left(\frac{I_C}{I_{C1}} \right)^{m_2} \left(\frac{I_{C1}}{I_C} \right)^{m_4} R_c / \left[r_{c1} \left(\frac{I_{C1}}{I_C} \right)^{m_4} + R_c \right]. \quad (3.36)$$

Если положить, что $m_2 \approx m_4$, то формулу (3.36) можно представить в виде

$$K_U = S_1 r_{c1} R_c / \left[r_{c1} \left(\frac{I_{C1}}{I_C} \right)^{m_4} + R_c \right]. \quad (3.37)$$

Формула (3.37) справедлива для микромощного усилительного каскада, выполненного не только на МОП, но и на полевом транзисторе с $p-n$ -переходом. Из этой формулы следует, что с уменьшением тока стока коэффициент усиления по напряжению в микромощном усилителе на полевом транзисторе уменьшается. Однако K_U для низкочастотных усилителей можно повысить, увеличивая сопротивление R_c , тем более, что с падением I_C уменьшается напряжение насыщения. Последнее обстоятельство позволяет заключить, что при использовании R_c больших номиналов в микромощных усилителях можно получить коэффициент усиления даже большей величины, чем в усилителях, работающих в номинальных режимах.

Если в формуле (3.35) положить $r_c \gg R_c$, что часто выполняется на практике, то получим

$$K_U = S R_c. \quad (3.38)$$

Подставив (2.42) или (2.51) в (3.38), получим для полевого транзистора с $p-n$ -переходом или для МОП-транзистора

$$K_U = I_C R_c / m_n \Phi_T; \quad (3.39a)$$

$$K_U = I_C R_c / m_n \Phi_T. \quad (3.39б)$$

Следует заметить, что формула (3.39а) справедлива для $I_C \leq 50$ мкА, а (3.39б) — для $I_C < 5$ мкА. Эти формулы практически полностью повторяют выражение (3.34), и соответственно можно повторить сделанный выше вывод об усилителях на биполярных транзисторах. Эксперименты, проведенные на образцах различных типов биполярных транзисторов, полевых транзисторов с $p-n$ -переходом и МОП-транзисторов, показали справедливость полученных выражений.

Таким образом, можно сделать вывод, что коэффициент усиления каскада микрошного усилителя по напряжению (при I_K и $I_C < 5$ мкА, $h_{11a} \gg R_r$) практически не зависит не только от выбора образца и типа транзистора, но и от принципа работы усилительного полупроводникового прибора (биполярный транзистор, МОП-транзистор и полевой транзистор с $p-n$ -переходом).

Выходное сопротивление каскада на МОП-транзисторе в микрорежиме можно представить в следующем виде:

$$R_{\text{вых}} = r_{c1} R_c / [r_{c1} + R_c (I_C / I_{C1})^m],$$

откуда следует, что с уменьшением тока стока $R_{\text{вых}}$ возрастает. Аналогичное выражение может быть записано не только для полевого транзистора с $p-n$ -переходом, но и для биполярного транзистора.

В реальных усилителях последовательно с эмиттером (исток) обычно включается сопротивление R_e ($R_{\text{н}}$), которое создает отрицательную обратную связь. Если необходимо только стабилизировать рабочую точку усилителя, то это сопротивление или часть его шунтируют емкостью. С учетом отрицательной обратной связи коэффициент усиления по напряжению можно представить в следующем виде:

$$K_U = I_C R_c / (I_C R_{\text{н}} + m_n \Phi_T). \quad (3.40)$$

Эту формулу можно также использовать для расчета усилительных микрошных каскадов, выполненных как

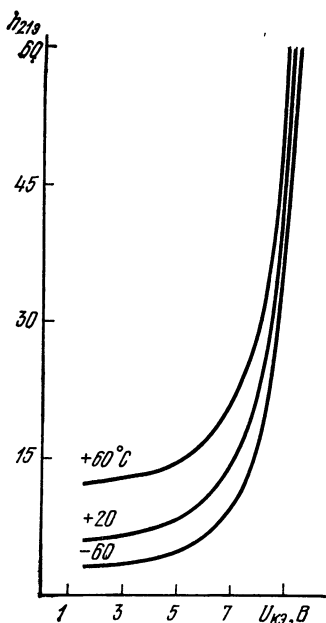


Рис. 3.17.
 Типовые зависимости $h_{21э} = f(U_{кэ})$ для маломощного планарного транзистора при $I_B = 50 \text{ нА}$.

на МОП-, так и на полевых транзисторах с $p-n$ -переходом (m_m следует заменить на m_n) и биполярных транзисторах (m_m следует заменить на m_n , а I_C , R_C , R_n — на I_K , R_K , R_n).

Следует заметить, что формула (3.40) указывает на слабую зависимость $K_U = f(I_C)$ при достаточно глубокой отрицательной обратной связи.

Для построения микро-мощных усилителей можно использовать маломощные биполярные планарные транзисторы при работе их в предпробойной области, т. е. при напряжениях, близких к напряжению лавинного пробоя коллекторного перехода. В этой области за счет лавинного размножения части носителей коэффициент передачи тока может значительно увеличиваться.

Использование транзистора в микро- и наноамперном диапазоне токов в режиме, близком к лавинному пробую коллекторного перехода, не опасно ввиду большого запаса по предельным мощностям и токам. В связи с этим появляется возможность, обеспечивая надежную работу транзистора, получить большие малосигнальные коэффициенты $h_{21э}$ в микро- и наноамперном диапазоне тока. Из рис. 3.17 видно, что в предпробойной области (при больших $U_{кэ}$) коэффициент передачи $h_{21э}$ значительно возрастает. Температура окружающей среды оказывает, по крайней мере, не большее влияние на величину $h_{21э}$, чем при номинальных $U_{кэ}$.

Таким образом, выбирая напряжение источника питания, сопротивление нагрузки и ток базы, которые должны обеспечить работу транзистора в предпробойном состоянии при необходимом токе коллектора, мож-

но сконструировать микроощный усилитель. Зависимости, представленные на рис. 3.18, позволяют оценить область, где описываемый режим характеризуется лучшими усилительными свойствами.

В гл. 1 было показано, что режим насыщения биполярного транзистора для микроамперного диапазона рабочих токов характеризуется определенными усилительными свойствами. Из рис. 1.11 видно, что при $I_K=0$ на участке CD величина остаточного напряжения $U_{ост}^0$

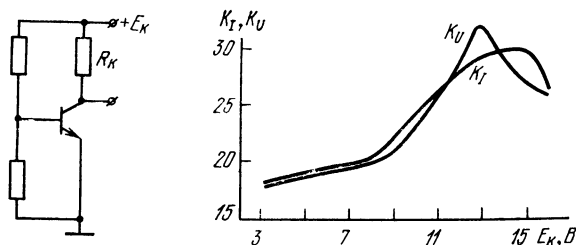


Рис. 3.18.

Исследуемая схема и экспериментальные зависимости K_T , $K_U = f(E_K)$ при $R_K = 1$ МОм, $I_B = 50$ нА.

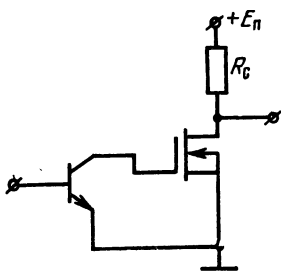


Рис. 3.19.

Схема микроощного усилителя.

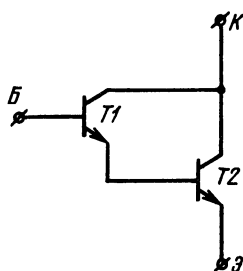


Рис. 3.20.

Схема составного транзистора на биполярных структурах.

сильно зависит от тока базы. Это позволяет использовать режим $I_K=0$ в биполярном транзисторе для усиления напряжения. На рис. 3.19 приведена схема микроощного усилителя, состоящая из биполярного и МОП-транзисторов. Такое сочетание транзисторов выбрано в связи с тем, что, поскольку входное сопротивление последнего велико, он практически не шунтирует

Выходной сигнал, поступающий с биполярного транзистора.

Биполярный транзистор работает без коллекторного питания в режиме малых токов базы (десятые доли микроампер). В отсутствие управляющего сигнала на вход биполярного транзистора подается постоянное напряжение, обеспечивающее необходимый ток базы (обычно середина участка CD). Это соответствует определенному выходному напряжению биполярного транзистора или входному напряжению МОП-транзистора U_3 . При подаче управляющего сигнала на биполярный транзистор будет изменяться и U_3 , что в конечном счете приведет к изменению выходного напряжения всего усилителя. Коэффициент усиления по напряжению биполярного транзистора в такой схеме может составить $K_U=5 \dots 10$ при рассеиваемой мощности порядка 0,3 мкВт.

Таким образом, подобное сочетание биполярного транзистора с полевым практически не увеличивает мощность, рассеиваемую всей схемой усилителя (мощность, рассеиваемая полевым транзистором в микрорежиме, составляет 30...50 мкВт), но позволяет увеличить коэффициент усиления по напряжению в 5...10 раз.

Из техники номинальных токов известен способ повышения коэффициента передачи за счет непосредственного соединения двух транзисторных структур, которое принято называть составным транзистором (рис. 3.20).

Нетрудно показать, что при $h_{21\text{Э1}}$ и $h_{21\text{Э2}} > 10$ коэффициент усиления составного транзистора по току $h_{21\text{ЭΣ}}$ можно представить как

$$h_{21\text{ЭΣ}} = h_{21\text{Э1}} h_{21\text{Э2}}, \quad (3.41)$$

где $h_{21\text{Э1}}$, $h_{21\text{Э2}}$ — статические коэффициенты усиления по току первой и второй транзисторной структуры составного транзистора.

Рассмотрим зависимость $h_{21\text{ЭΣ}}$ от выходного тока составного транзистора в микрорежиме. Полагая, что составной транзистор состоит из одинаковых структур, работающих в разных режимах, перепишем формулу (1.33) для первой структуры в виде

$$h_{21\text{Э1}} = h_{21\text{Э11}} (I_{K1}/I_{K11})^m, \quad (3.42)$$

где $m = (m_6 - m_k)/m_6$; $h_{21\text{Э}11}$ — статический коэффициент передачи первого транзистора по току при $I_{K1} = I_{K11}$.

Для $h_{21\text{Э}2} = f(I_{K2})$ может быть записано выражение, аналогичное (3.42). Поэтому формулу (3.41) можно переписать как

$$h_{21\text{Э}} = (h_{21\text{Э}11} / I_{K11}^m)^2 (I_{K1} I_{K2})^m. \quad (3.43)$$

Поскольку $I_{K1} \approx I_{K2} / h_{21\text{Э}2}$, можно записать

$$I_{K1} = I_{K11}^m I_{K2}^{1-m} / h_{21\text{Э}11}.$$

Теперь (3.43) нетрудно привести к виду

$$h_{21\text{Э}} = h_{21\text{Э}11}^{2-m} (I_{K2} / I_{K11})^{2m-m^2}. \quad (3.44)$$

Поскольку $I_{K2} \gg I_{K1}$, то ток коллекторной цепи составного транзистора $I_K \approx I_{K2}$. С учетом последнего, раскрыв значение m , получим окончательно

$$h_{21\text{Э}} \approx h_{21\text{Э}11}^{\frac{m_6 + m_k}{m_6}} \left(\frac{I_K}{I_{K11}} \right)^{\frac{m_6^2 - m_k^2}{m_6^2}}. \quad (3.45)$$

Формула (3.45) дает возможность определить $h_{21\text{Э}}$ составного транзистора в микрорежиме при любом значении тока коллектора (рис. 3.21). Эти зависимости наряду с формулами (3.42) и (3.45) дают возможность заключить, что использование составного транзистора в микрорежиме позволяет значительно повысить статический коэффициент передачи тока. Дифференциальный коэффициент передачи тока составного транзистора $h_{21\text{Э}}$ можно определить аналогичным образом, используя соотношение (1.37):

$$h_{21\text{Э}} \approx \left(\frac{m_6}{m_k} h_{21\text{Э}11} \right)^{\frac{m_6 + m_k}{m_6}} \left(\frac{I_K}{I_{K11}} \right)^{\frac{m_6^2 - m_k^2}{m_6^2}}. \quad (3.46)$$

Формула (3.46) показывает, что изложенное выше относительно $h_{21\text{Э}}$ справедливо и относительно $h_{21\text{Э}\Sigma}$.

Таким образом, при одной и той же потребляемой мощности (одном и том же токе коллектора) применение составного транзистора вместо одного биполярного

позволяет значительно увеличить коэффициент усиления по току микро мощного усилителя.

Кроме того, большие значения $h_{219\Sigma}$ при прочих равных условиях позволяют за счет уменьшения тока покоя в цепи базы увеличить входное сопротивление усилителя приблизительно в $h_{21911}^{0,7} (I_K/I_{K11})^{0,2}$ раз.

Следует заметить, что число транзисторных структур составного транзистора может быть и больше двух (три, четыре и т. д.). Однако применению таких составных транзисторов в микрорежиме препятствуют значительные величины неуправляемых токов. С этой точки зрения применение составных транзисторов, состоящих

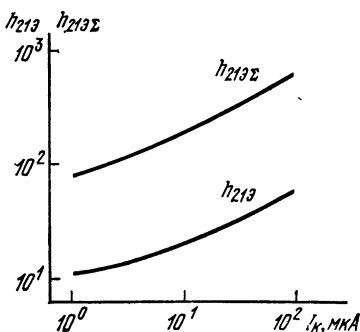


Рис. 3.21.

Экспериментальные зависимости h_{219} и $h_{219\Sigma} = f(I_K)$ для мало-мощных планарных кремниевых транзисторов.

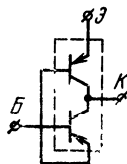


Рис. 3.22.

Включение модуляторного транзистора по схеме составного.

даже из двух биполярных структур, целесообразно только в том случае, когда обратные токи $p-n$ -переходов имеют весьма малые величины. Для практики в качестве составного транзистора удобно использовать модуляторный транзистор (рис. 3.22), выполненный по планарной технологии. Имея малый неуправляемый ток, модуляторные транзисторы, включенные по схеме составного транзистора, обладают достаточно хорошими эксплуатационными параметрами при работе как в микро-, так и в наноамперном диапазоне рабочих токов.

Если необходимо большое входное сопротивление, то иногда используют составной транзистор, входной структурой которого является полевой транзистор (рис. 3.23). Для этой схемы можно записать $dI_C = dU_3 S + dU_3 S h_{219}$ или $S_\Sigma = dI_C / dU_3 = S + S h_{219}$. При $h_{219} > 10$ выражение для крутизны составного транзистора можно предста-

вить в виде

$$S_{\Sigma} = S h_{21\beta}. \quad (3.47)$$

Раскрыв значения S и $h_{21\beta}$ в формуле (3.47), получим

$$S_{\Sigma} = \frac{m_6}{m_K} S_{11} h_{21\beta 11} \left(\frac{I_{C1}}{I_{C11}} \right)^{m_2} \left(\frac{I_{K2}}{I_{K11}} \right)^m, \quad (3.48)$$

но, поскольку $I_{C1} \approx I_{K2}/h_{21\beta}$, то

$$I_{C1} = I_{K2}^{1-m} I_{K11}^m / h_{21\beta 11}. \quad (3.49)$$

Подставив (3.49) в (3.48) и положив $I_{K11} = I_{C11}$; $I_K = I_{K2}$, после проведения преобразований получим

$$S_{\Sigma} = \frac{m_6}{m_K} S_{11} h_{21\beta 11}^{1-m_2} \left(\frac{I_K}{I_{K11}} \right)^{m_2 - m m_2 + m}. \quad (3.50)$$

В формуле (3.50) ток I_K практически равен выходному току составного транзистора (току стока составного транзистора), поэтому эта формула описывает зависимость крутизны составного транзистора S_{Σ} от выходного тока (будем обозначать его I_C). Для работы при токах I_C и $I_K < 1$ мкА можно положить $m_2 \approx 1$, $m \approx 0,5$. В этом случае формулу (3.50) можно переписать как

$$S_{\Sigma} \approx 2S_{11} (I_C / I_{C11}). \quad (3.51)$$

Из (3.51) следует, что использование составного транзистора с выходной МОП-структурой при микроточках практически не позволяет увеличить крутизну относительно одиночного МОП-транзистора [46]. Проведенные эксперименты показали, что крутизна составного транзистора имеет различимо большую величину, чем крутизна одиночного МОП-транзистора, лишь при выходных токах $I_C > 10$ мкА. Последнее позволяет сделать вывод, что преимущества составного транзистора (на полевой и биполярной структурах), имеющие место в номинальных режимах работы, утрачиваются при переходе в микрорежим.

Частотные свойства микромощных усилителей во многом определяются частотными параметрами транзисторов. Поскольку граничные частоты усиления транзисторов в микрорежиме не превышают единиц мегагерц, то можно заключить, что микромощные усилители в основном могут быть пригодны лишь для усиления низкой частоты.

Если основным параметром, определяющим частотные свойства микромощных усилителей, является выходная емкость устройства, то можно добиться некоторого улучшения частотных свойств усилителя путем использования схемы с дополнительной симметрией или каскодной схемы [23] (рис. 3.24). Эта схема позволяет значительно уменьшить общую емкость. При этом

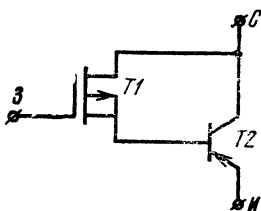


Рис. 3.23.

Схема составного транзистора на МОП- и на биполярной структурах.

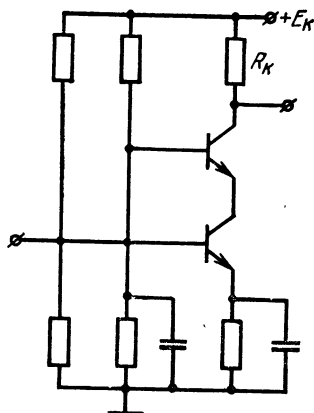


Рис. 3.24.

Схема каскодного микромощного усилителя.

обеспечивается значительно большая ширина полосы пропускания при том же значении коэффициента усиления по мощности и лишь незначительное возрастание мощности потребления в сравнении с каскадом ОЭ. Данную схему можно рассматривать в качестве общего варианта усилителя с общим эмиттером, рекомендуемого для применения в микромощных устройствах [23].

При конструировании микромощных усилителей низкой частоты основным требованием является максимальное уменьшение мощности, потребляемой и рассеиваемой усилителем, при заданном коэффициенте усиления. Поскольку при уменьшении потребляемой мощности ухудшаются усилительные свойства, увеличить коэффициент усиления микромощных усилителей следует, повысив либо рабочие токи, либо число каскадов в усилителе. Для выбора оптимального количества каскадов и режима их работы при минимальной потребляемой усилителем мощности P_y и заданном коэффициенте усиления по напряжению K_{yU} рассмотрим связь между параметрами P_y и K_{yU} .

Мощность P , потребляемая каскадом микромощного усилителя, определяется как [23]

$$P = E_K I_{\Theta} (I_{\Theta} + I_{\text{см}}), \quad (3.52)$$

где $I_{\text{см}}$ — ток, протекающий в цепи смещения усилителя.

Положив $I_{\text{см}} = AI_{\Theta}$ (где A — безразмерный коэффициент, зависящий от номиналов резисторов в цепи смещения), перепишем формулу (3.52) в виде

$$P = E_K I_{\Theta} (A + 1). \quad (3.53)$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада усилителя (3.32) представим как

$$K_U = h_{21\beta} Q, \quad (3.54)$$

где $Q = (R_K \parallel R_H) / (R_T + h_{11\beta})$, а коэффициент $h_{21\beta}$ (см. гл. 1) представим, положив $m_K = 1$, как

$$h_{21\beta} = DI^m, \quad (3.55)$$

где $D = m_{\delta} h_{21\beta 1} / I_{\Theta 1}^m$; $m = (m_{\delta} m_{\sigma} - m_{\gamma}) / m_{\sigma}$.

Подставляя (3.55) в (3.54), находим

$$K_U = DQI^m. \quad (3.56)$$

Для усилителя, состоящего из n однотипных каскадов, можно записать

$$P_y = nE_K I_{\Theta} (A + 1); \quad (3.57a)$$

$$K_{yU} = D^n Q^n I_{\Theta}^{mn}. \quad (3.57b)$$

Решая уравнение (3.57b) относительно тока I_{Θ} , получаем

$$I_{\Theta} = K_{yU}^{1/mn} / (DQ)^{1/m}. \quad (3.58)$$

Подставив (3.58) в (3.57a), имеем

$$P_y = nK_{yU}^{1/mn} \frac{E_K (A + 1)}{(DQ)^{1/m}}. \quad (3.59)$$

Полагая $Q = \text{const}$, продифференцируем выражение (3.59) по n , приравняем полученное выражение нулю и, решив его относительно n , получим оптимальное количество каскадов n_{opt} , при котором микромощный усилитель на биполярных транзисторах потребляет минимальную мощность:

$$n_{\text{opt}} = \ln K_{yU} / m. \quad (3.60)$$

Таким образом, при известном m (для маломощных планарных кремниевых транзисторов обычно $m = 0,3 \dots 1$) величина коэффициента усиления K_{yU} ориентиро-

точно определяет количество однотипных каскадов в микромощном усилителе, при котором потребляемая мощность минимальна. Подставив (3.60) в (3.57б), можно определить величину I_{Σ} для каскада усилителя, а затем с помощью (3.57а) найти мощность, потребляемую усилителем.

Следует заметить, что изложенное выше справедливо лишь для НЧ усилителей, в которых ухудшение частотных свойств транзисторов с уменьшением потребляемой мощности не влияет на коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот.

Если микромощный усилитель выполнен на МОП-транзисторах, то, используя приведенную выше методику и формулу (3.37), можно ориентировочно определить и оптимальное количество каскадов n_{opt} , при котором усилитель для заданного K_{yU} потребляет минимально возможную мощность [47]. В этом случае

$$n_{opt} \approx \ln K_{yU} / m_4. \quad (3.61)$$

При работе в глубоком микрорежиме (I_K и $I_C < 5$ мкА), используя приведенную выше методику и формулы (3.34) и (3.39), можно получить

$$n_{opt} \approx \ln K_{yU}. \quad (3.62)$$

Формула (3.62) дает возможность ориентировочно определить количество каскадов низкочастотного микромощного усилителя (I_K и $I_C < 5$ мкА) для заданного коэффициента усиления независимо от того, на каких транзисторах выполнен усилитель (биполярных, полевых с p - n -переходом или МОП-транзисторах).

3.4. Транзисторные повторители

Во многих устройствах радиоэлектроники широкое распространение получили эмиттерные повторители. Они используются как согласующие промежуточные каскады, как выходные каскады, нагруженные на низкоомную нагрузку, как входные каскады с большими входными сопротивлениями. Однако при переходе в микрорежим эксплуатационные свойства эмиттерного повторителя могут значительно измениться.

Специфичность параметров и свойств микромощного эмиттерного повторителя (рис. 3.25) во многом определяется параметрами транзистора, на котором он выпол-

нен. Это прежде всего относится к коэффициенту передачи тока $h_{21э}$, который довольно сильно уменьшается с падением тока, и сопротивлению эмиттерного перехода, которое, возрастая с уменьшением тока, имеет

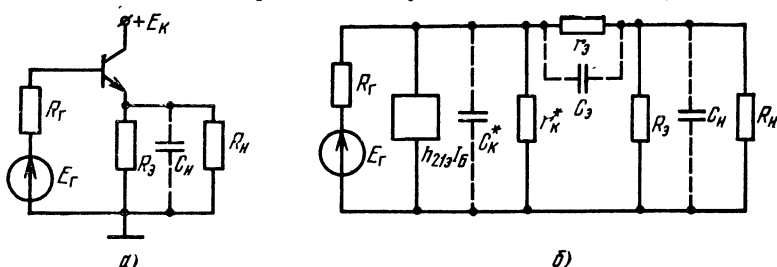


Рис. 3.25.

Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схема эмиттерного повторителя.

в микрорежиме достаточно большие величины (десятки килоом и больше).

Входное сопротивление микромощного эмиттерного повторителя $R_{вх}$ на небольших рабочих частотах (без учета влияния емкостей) можно представить исходя из эквивалентной схемы (рис. 3.25,б):

$$R_{вх} = (h_{21э} + 1) [r_{к}^* \parallel (r_{э} + R_{э} \parallel R_{н})]. \quad (3.63)$$

Если положить, что $R_{н} \gg R_{э}$ и $r_{к}^* \gg r_{э}$, то

$$R_{вх} \approx (h_{21э} + 1) (r_{э} + R_{э}). \quad (3.64)$$

Раскрывая значения $h_{21э}$ и $r_{э}$ для микрорежима, после преобразований получим при $m_{к}=1$

$$R_{вх} = \frac{m_{э} h_{21э1}}{\frac{m_{э} m_{б} - m_{э}}{I_{э1}}} \left(\frac{m_{э} \varphi_T}{\frac{m_{б} - m_{э} m_{б} + m_{э}}{m_{э}}} + R_{э} I_{э} \frac{m_{э} m_{б} - m_{э}}{m_{б}} \right). \quad (3.65)$$

Первое слагаемое в скобках выражения (3.65) возрастает с уменьшением тока, а второе — уменьшается. Поэтому заключаем, что входное сопротивление при заданном $R_{э}$ имеет минимум своего значения при определенном (критическом) токе эмиттера $I_{экр}$. Действительно, взяв первую производную по $I_{э}$ и приравняв полученное выражение нулю, после преобразований получим

$$I_{\text{Э кр}} = \frac{m_3 \psi_T (m_6 - m_3 m_6 + m_3)}{R_3 (m_6 m_3 - m_3)} \quad (3.66)$$

Таким образом, задавшись R_3 , можно по формуле (3.66) определить ток эмиттера, при котором $R_{\text{вх}}$ будет минимальным, причем чем больше R_3 , тем меньше $I_{\text{Э кр}}$. Подставив в (3.66) реальные значения параметров m для малоомощных планарных кремниевых транзисторов, получим, что $R_3 = 100$ кОм $I_{\text{Э кр}} = 0,1 \dots 1$ мкА.

Подставляя (3.66) в (3.65), получаем выражение для определения минимального входного сопротивления при заданном R_3

$$R_{\text{вх min}} = \frac{m_6 h_{21\text{Э1}}}{\frac{m_3 m_6 - m_3}{m_6}} \left\{ \frac{m_3 \psi_T}{\left[\frac{m_3 \psi_T (m_6 - m_3 m_6 + m_3)}{R_3 (m_6 m_3 - m_3)} \right] \frac{m_6 - m_3 m_6 + m_3}{m_6}} + R_3 \left[\frac{m_3 \psi_T (m_6 - m_3 m_6 + m_3)}{R_3 (m_6 m_3 - m_3)} \right] \frac{m_3 m_6 - m_3}{m_6} \right\} \quad (3.67)$$

Воспользовавшись эквивалентной схемой рис. 3.25,б, определим коэффициент передачи напряжения для микромощного эмиттерного повторителя K_U . При выполнении условий $r_{\text{к}}^* > r_3$ и $R_{\text{н}} \gg R_3$ формула для определения K_U запишется как

$$K_U = \frac{(h_{21\text{Э}} + 1) R_3}{R_{\text{г}} + (h_{21\text{Э}} + 1) (R_3 + r_3)} \quad (3.68)$$

Из (3.68) следует, что $K_U \approx 1$, когда $R_{\text{г}} \ll (h_{21\text{Э}} + 1) (R_3 + r_3)$ и $R_3 \gg r_3$. При выполнении последнего неравенства и при $m_{\text{к}} = 1$ формула (3.64) примет вид

$$R_{\text{вх}} \approx m_6 h_{21\text{Э1}} R_3 \frac{I_{\text{Э}} / I_{\text{Э1}}}{\frac{m_3 m_6 - m_3}{m_6}} \quad (3.69)$$

С помощью эквивалентной схемы выходное сопротивление микромощного эмиттерного повторителя можно представить как

$$R_{\text{ВЫХ}} = [r_3 + R_T / (h_{213} + 1)] \| R_3. \quad (3.70)$$

При $r_3 \gg R_T / (h_{213} + 1)$, раскрыв значения r_3 , получим

$$R_{\text{ВЫХ}} = m_3 \varphi_T R_3 / (m_3 \varphi_T + I_3 R_3), \quad (3.71)$$

а при $R_3 \gg r_3$,

$$R_{\text{ВЫХ}} = m_3 \varphi_T / I_3. \quad (3.72)$$

Из формул (3.71) и (3.72) следует, что выходное сопротивление микро мощного эмиттерного повторителя возрастает при уменьшении тока эмиттера.

Для определения согласующих свойств микро мощного эмиттерного повторителя рассмотрим зависимость $R_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВЫХ}}$ от тока эмиттера. Используя (3.69) и (3.72), получаем

$$\frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} = A I_3 \frac{m_3 m_6 - m_3 + m_6}{m_6}, \quad (3.73)$$

где $A = m_6 h_{213} R_3 / m_3 \varphi_T I_{31} \frac{m_3 m_6 - m_3}{m_6}$ — коэффициент, слабо зависящий от тока.

Из (3.73) следует, что согласующие свойства микро мощного эмиттерного повторителя значительно ухудшаются с падением тока эмиттера. При увеличении R_3 согласующие свойства повторителя можно улучшить увеличивая $R_{\text{ВХ}}$. При этом будет повышаться и коэффициент передачи напряжения. Однако увеличение $R_{\text{ВХ}}$ и K_U приведет к выигрышу лишь на достаточно низких частотах.

Из сказанного выше следует, что в микро мощном эмиттерном повторителе при уменьшении рабочих токов выходное сопротивление возрастает, а коэффициент передачи напряжения уменьшается. Следует заметить, что с уменьшением тока возрастает r_k (1.53). Поэтому максимальное $R_{\text{ВХ}}$ в микро мощном эмиттерном повторителе с уменьшением рабочего тока можно получать большей величины (до десятков мегом).

Основным требованием к микро мощным усилителям является получение максимального коэффициента усиления при минимальной потребляемой мощности, а использование эмиттерных повторителей, хотя и несколько увеличит усиление, но повысит потребляемую мощность [48]. Поэтому применять эмиттерный повторитель в мно-

гокаскадном микрошном усилителе при сохранении заданной потребляемой мощности не всегда рационально, тем более, что согласующие свойства микрошного эмиттерного повторителя, как было показано выше, резко ухудшаются с падением рабочего тока.

Некоторого увеличения коэффициента усиления в многокаскадном усилителе с эмиттерным повторителем можно достичь увеличивая R_k . Однако ухудшение согласующих свойств микрошного эмиттерного повторителя с уменьшением рабочих токов приводит к весьма ограниченному использованию этой возможности.

Применение составных транзисторов для схем микрошных повторителей менее эффективно, чем для микрошных усилителей. Хотя повторители на составных транзисторах и позволяют получать заданные входные сопротивления при меньших, чем в обычных микрошных эмиттерных повторителях, сопротивлениях R_b , максималное возможное входное сопротивление у них оказывается меньшим, чем у обычных эмиттерных повторителей. Это определяется уменьшением эквивалентного сопротивления коллекторного перехода у составного транзистора по сравнению с сопротивлением коллекторного перехода эмиттерного повторителя на одном транзисторе.

Для получения большого входного сопротивления можно использовать полевой транзистор. Изменение режима работы истокового повторителя практически не будет влиять на величину входного сопротивления. Однако выходное сопротивление истокового повторителя во многом будет определяться величиной тока стока. Для истокового повторителя можно записать

$$R_{\text{вых}} = \frac{r_c R_n}{(S r_c + 1) R_n + r_c} \approx \frac{1}{S}. \quad (3.74)$$

Подставив (2.54) в (3.74), получим для микрошного истокового повторителя

$$R_{\text{вых}} = (1/S_1) (I_{c1}/I_c)^{m_2}. \quad (3.75)$$

Из формулы (3.75) следует, что выходное сопротивление истокового повторителя возрастает с уменьшением тока стока. Следовательно, в микрошном истоковом повторителе выходное сопротивление имеет большие значения и, следовательно, согласующие свойства повторителя ухудшаются.

При $I_c < 5$ мкА формулу (3.75) можно переписать как [49]

$$R_{\text{вых}} = m_{\text{мфТ}} / I_c. \quad (3.76)$$

Формула (3.76) почти полностью повторяет выражение (3.72), что позволяет сделать вывод о слабой зависимости выходного сопротивления повторителя от выбора усилительного полупроводникового прибора.

3.5. Особенности использования оптронов в транзисторных устройствах

Основой оптоэлектронных устройств является использование светового луча для передачи и обработки информации. Реализация оптической связи в электронных цепях позволяет по-новому, более эффективно решать многие вопросы электронной техники. Элементарную базу оптоэлектроники составляют источники света, оптические среды и фотоприемники [50]. Управляемый источник света и фотоприемник, находящиеся в определенной связи друг с другом, образуют оптоэлектронную пару, которая составляет основу элементарного оптрона. Характеристики и параметры оптоэлектронной пары определяют характеристики и параметры оптоэлектронных цепей в целом. Поэтому выбор подходящей пары является одним из основных вопросов оптоэлектроники.

Оптон является структурным элементом цепей оптоэлектроники, подобно тому, как транзистор является структурным элементом цепей транзисторной электроники. Элементарные оптроны в зависимости от их структуры и выбранной оптоэлектронной пары различаются своими характеристиками и параметрами, что позволяет собирать из них оптоэлектронные схемы и системы различной сложности и назначения.

В качестве источников излучения в оптронах чаще всего используются светодиоды (излучающие диоды). Наилучшими параметрами для работы на малых токах из серийных светодиодов обладают диоды, выполненные на основе арсенида галлия (GaAs), которые имеют удовлетворительные характеристики при токах $I_{\text{сд}} \geq 100$ мкА [51]. В лабораторных образцах светодиодов на основе гетеропереходов удается получить стопроцентный внутренний квантовый выход даже при плотностях токов примерно $5 \cdot 10^{-4}$ А/см² [52], т. е. такие светодиоды являются работоспособными даже в наноамперном диапазоне токов.

В качестве фотоприемников в оптронах могут быть использованы различные полупроводниковые фотоэлектрические приборы: фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры и т. д. [50]. Наибольший интерес при работе на малых токах, на наш взгляд, представляет оптон с фотоприемником в виде фотодиода [53]. Следует отметить, что различные фототранзисторы и фототиристоры можно представить комбинацией фотодиода в качестве одного из переходов и обычных транзисторов и тиристоров соответственно, т. е. эффект фотоэлектрического преобразования здесь можно рассматривать основываясь на фотодиоде, а остальную структуру фотоприемника представить известными электрическими характеристиками.

Поскольку в рабочем состоянии светодиод всегда смещен в прямом направлении, режим работы оптрона светодиод — фотодиод обычно определяется режимом работы фотодиода. На выходной вольт-амперной характеристике оптрона (рис. 3.26) область, лежащая в квадранте *III*, соответствует фотодиодному режиму работы оптрона (фотодиода); область, лежащая в квадранте *IV* — фотогальваническому (вентильному) режиму, а область, лежащая в квадранте *I*, — фотодиффузионному режиму [53].

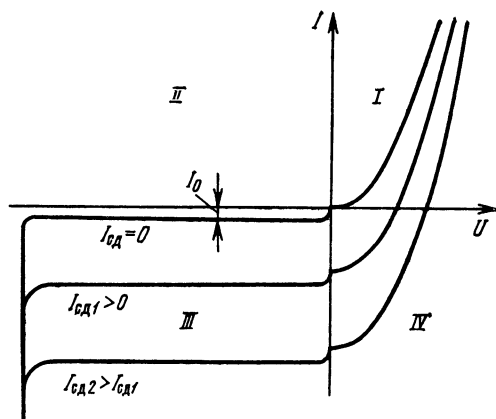


Рис. 3.26. Выходная вольт-амперная характеристика оптрона при различных токах светодиода $I_{сд}$; I_0 — темновой ток фотодиода.

Наиболее широко используется фотодиодный режим оптрона [50]. В этом режиме на фотодиод подается напряжение обратной полярности, т. е. p — n -переход фотодиода смещается в обратном направлении. Малый коэффициент передачи такого оптрона ($K_n = 0,01 \dots 0,04$) — основной его недостаток, поэтому на выходе оптрона часто приходится использовать дополнительный усилитель.

Фотодиффузионный режим оптрона характеризуется тем, что напряжение прямой полярности приложено не только к светодиоду, но и к фотодиоду. На выходной характеристике оптрона светодиод — фотодиод, работающего в фотодиффузионном режиме, в некоторых случаях удается получить участок отрицательного сопротивления [53].

Наибольший интерес для микромощной электроники представляет фотогальванический режим работы фотодиода в оптроне. При освещении p — n -перехода фотодиода возникает фото-э. д. с., которую принято называть вентильной. Основным преимуществом фотодиодов, работающих в фотогальваническом режиме, является отсутствие обязательных источников питания (режим работы фотодиода без внешнего источника питания). Вентильное напряжение на фотодиоде может достигать десятых долей вольта. Это напряжение возрастает при увеличении тока светодиода и уменьшается при увеличении тока нагрузки фотодиода.

Передаточная характеристика для такого режима, т. е. зависимость вентильного напряжения U_v на выходе оптрона от входного тока (тока светодиода) $I_{вх}$ описывается следующим выражением:

$$U_0 = m_{\Phi} \Psi_T \ln [(k I_{\text{вх}} + I_0) / I_0], \quad (3.77)$$

где $m_{\Phi} = 1 \dots 1,5$ — безразмерный коэффициент; I_0 — темновой ток фотодиода.

Зависимость $K_{\Pi} = f(I_{\text{вх}})$ можно представить в виде

$$K_{\Pi} = K_{\Pi 1} (I_{\text{вх}} / I_{\text{вх}1})^{k-1}, \quad (3.78)$$

где $K_{\Pi 1}$ — коэффициент передачи оптрона при $I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}1}$; k — безразмерный коэффициент, равный $1 \dots 3$ для оптрона GaAs — Si.

Из формул (3.77) и (3.78) следует, что с уменьшением входного тока передаточные характеристики оптрона ухудшаются.

Оптроны светодиод — фотодиод, работающие в фотогальваническом режиме, можно использовать для идеальной развязки микромощного усилителя как по цепи управления, так и по цепи питания [53], причем расчетные формулы для определения микромощного усилителя с оптроном в цепи управления практически повторяют (3.34) и (3.39), что позволяет сделать вывод о слабом влиянии параметров оптронов на характеристики усилителя, как и параметров транзистора.

В некоторых случаях бывает необходимо получить два напряжения, равных по величине относительно корпуса, но противоположных по фазе. Обычный фазоинверсный усилитель на одном транзисторе всегда имеет коэффициент усиления по напряжению меньше единицы, потому что по истоковому выходу всегда $K_U < 1$ (за счет отрицательной обратной связи), а коэффициенты усиления по обоим выходам должны быть равны по абсолютной величине.

При использовании оптронов можно построить на одном транзисторе фазоинверсный усилитель с $K_U > 1$ по обоим выходам. На рис. 3.27 приведена схема фазоинверсного усилителя на МОП-транзисторе с оптроном на выходе. Аналогичная схема может быть выполнена и на микромощном биполярном транзисторе. Для получения одинаковых коэффициентов усиления по обоим выходам необходимо, чтобы $R_1 = R_2$. Для улучшения стабильности усилителя можно между истоком транзистора и вых. П поставить дополнительный резистор. Таким образом, использование оптрона в фазоинверсном каскаде позволяет без значительного усложнения схемы получить по обоим выходам $K_U \gg 1$.

С помощью оптронов, работающих в фотогальваническом режиме, в ряде случаев стало возможным улучшить параметры существующих импульсных устройств, а также разработать новые. В качестве примера на рис. 3.28 приведена схема оптоэлектронного ключа на биполярных транзисторах и оптронах, которая может явиться основой целого ряда логических устройств.

При запертом транзисторе $T1$ на базу транзистора $T2$ подается положительный потенциал через резистор $R1$, светодиод D_{01} и фотодиод D_{02} , в результате чего транзистор $T2$ находится в открытом (насыщенном) состоянии. При открытием (насыщенном) транзисторе $T1$ по цепи $R1$, D_{01} , $T1$ протекает ток, вызывающий генерацию квантов света в светодиоде D_{01} . Эти кванты света, попадая на фотодиод D_{02} , генерируют в нем фото-э. д. с. Получаемое при этом вентиляющее напряжение на D_{02} знаком минус приложено к базе транзистора $T2$, в результате чего транзистор $T2$ будет заперт. Необходимое вентиляющее напряжение на фотодиоде D_{02} удобно

устанавливать резистором R_1 , сопротивление которого при заданном E_K определяет ток светодиода D_{c1} .

Таким образом, рассмотренная схема оптоэлектронного ключа характеризуется надежным запирающим транзистора и может являть-

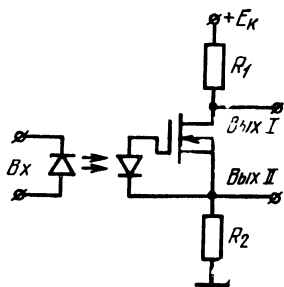


Рис. 3.27.

Схема оптоэлектронного фазоинверсного усилителя.

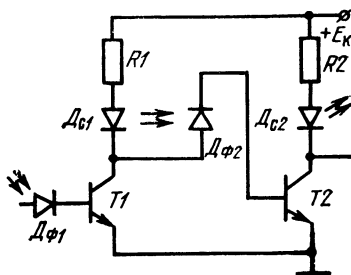


Рис. 3.28.

Схема оптоэлектронного ключа.

ся основным элементом целого ряда импульсных устройств (логические ячейки, триггер и т. д.). При практической реализации данной схемы в цепях коллекторов может быть включено несколько светодиодов.

3.6. Особенности использования пьезоэлектрических трансформаторов в транзисторных устройствах

Растущий интерес к использованию пьезоэлектрических трансформаторов (ПЭТ) в различных радиоэлектронных устройствах во многом определяется их малыми габаритами и относительной простотой изготовления [55]. Пьезоэлектрические трансформаторы позволяют осуществить преобразование электрического сигнала одного уровня в сигнал другого (обычно более высокий). Частотная характеристика трансформатора обладает ярко выраженными избирательными свойствами, и значительный коэффициент трансформации удается получить только в резонансном режиме работы. Резонансная частота для современных ПЭТ обычно может лежать в пределах 10 кГц...10 мГц. Чаще всего ПЭТ представляет собой монокристаллическую пластину, состоящую из двух секций: входной — секции возбуждения и выходной — генераторной секции. Обе секции поляризованы и, следовательно, обладают пьезоактивностью. Направление поляризации может быть выбрано совпадающим в секциях или взаимно перпендикулярным. В первом случае трансформатор называется ПЭТ кольцевого типа, во втором — поперечного типа.

Поскольку работа ПЭТ характеризуется потреблением весьма малых токов как во входной, так и в выходной цепи, то определенный интерес может представлять использование таких трансформаторов в микромощных устройствах.

Применение ПЭТ в различных радиоэлектронных устройствах может дать наибольший эффект при работе со структурами, обладающими большими входными сопротивлениями. К таким структурам прежде всего относятся МОП-транзисторы. Однако и биполярные транзисторы могут быть достаточно хорошо согласованы с ПЭТ при работе в микрорежиме.

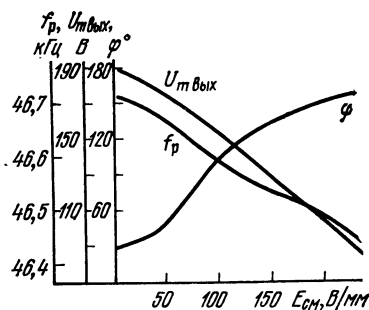


Рис. 3.29.

Экспериментальные зависимости $U_{т\text{ вых}}$, φ , f_p от $E_{см}$ для ПЭТ.

Одной из наиболее важных характеристик ПЭТ является нагрузочная характеристика. При постоянной амплитуде входного напряжения ПЭТ амплитуда выходного напряжения $U_{т\text{ вых}}$ будет

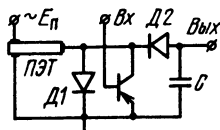


Рис. 3.30.

Схема усилителя на ПЭТ.

уменьшаться при возрастании тока нагрузки I_n . Для практических расчетов эту зависимость можно представить в виде

$$U_{т\text{ вых}} = E_{т\text{ вых}} [(I_{тр} - I_n) / I_{тр}], \quad (3.79)$$

где $E_{т\text{ вых}}$ — амплитуда выходного напряжения ПЭТ в режиме холостого хода; $I_{тр}$ — максимальный ток, который ПЭТ может отдать в нагрузку.

Определенный практический интерес могут представлять зависимости параметров ПЭТ от постоянного напряжения смещения $U_{см}$ на входной секции ПЭТ. На рис. 3.29 приведены экспериментальные зависимости $U_{т\text{ вых}}$, фазы выходного сигнала φ и резонансной частоты ПЭТ f_p от напряженности поля $E_{см}$, создаваемого $U_{см}$ для ПЭТ на основе ЦТС-керамики. Поскольку напряжение на выходе ПЭТ зависит от $E_{см}$ (от $U_{см}$ при $U_{вх} = \text{const}$), то появляется возможность получить усиление сигнала на ПЭТ. Токи в цепи смещения практически равны токам утечки. В таком усилителе напряжение резонансной частоты на его входной секции является напряжением питания, а $U_{см}$ — напряжением входного сигнала. Таким образом, ПЭТ является функциональным прибором, выполняющим функции низкочастотного усилителя.

Поскольку резонансная частота ПЭТ зависит от $E_{см}$, то ПЭТ можно использовать в качестве перестраиваемого монолитного фильтра. Изменение фазы выходного сигнала на ПЭТ под влиянием $E_{см}$ позволяет применять ПЭТ в качестве управляемой фазосдвигающей цепи, причем в зависимости от частоты входного напряжения (в пределах полосы пропускания ПЭТ) фаза на выходе ПЭТ может либо отставать, либо опережать фазу входного сигнала.

Кроме того, если питание ПЭТ осуществлять напряжением не резонансной, а несколько меньшей частоты (в пределах полосы пропускания ПЭТ), то, подключив на выходе ПЭТ амплитудный детек-

тор и соединив выход последнего с цепью смещения входной секции, получим устройство с двумя устойчивыми состояниями (триггер).

Наиболее широко в устройствах с малой потребляемой мощностью ПЭТ используется для построения резонансных усилителей. Однако на его основе можно выполнить также усилители низких частот и постоянного напряжения.

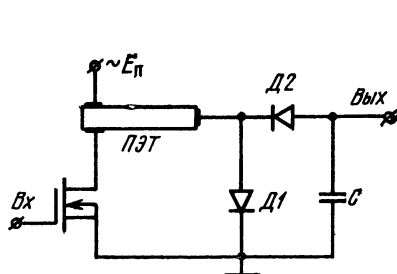


Рис. 3.31.

Схема усилителя низкой частоты.

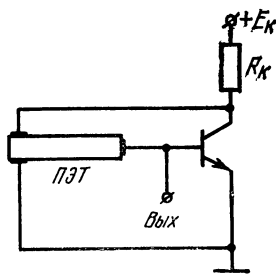


Рис. 3.32.

Схема генератора на ПЭТ.

Одним из вариантов микромощного усилителя с использованием ПЭТ является устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.30. Источником напряжения питания коллектора транзистора в этой схеме является ПЭТ, а диод $D1$ служит для того, чтобы на коллектор транзистора поступала лишь отрицательная полуволна напряжения с выхода ПЭТ. Диод $D2$ и емкость C преобразуют пульсирующее напряжение в постоянное. Следует отметить, что в рассматриваемом усилителе отсутствует традиционное сопротивление в цепи коллектора (функции этого сопротивления выполняет выходное сопротивление ПЭТ).

Коэффициент усиления K_U для рассматриваемого усилителя можно представить, используя (1.24) и (3.79) в виде $K_U = (E_{m \text{ вых}} / m_{кфТ}) (I_{к} / I_{тР})$. При $I_{к} \approx I_{тР}$ получим для максимального коэффициента усиления

$$K_{U \text{ max}} \approx E_{m \text{ вых}} / m_{кфТ}. \quad (3.80)$$

Проведенные эксперименты подтвердили выводы, которые следуют из (3.80), о слабой зависимости $K_{U \text{ max}}$ от параметров транзистора.

Другим вариантом микромощного усилителя низкой частоты на ПЭТ может явиться устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.31. Питание транзистора в этой схеме осуществляется переменным напряжением резонансной частоты ПЭТ. Диоды $D1$, $D2$ и емкость C выполняют функцию детектора. Изменение напряжения на затворе транзистора будет изменять сопротивление канала, т. е. будет меняться напряжение, приложенное ко входу ПЭТ.

При использовании в рассматриваемой схеме ПЭТ из ЦТС-керамики можно получить $K_U \geq 3000$ для напряжения питания $E_{m п} = 0,5$ В. Следует отметить, что если в схеме рис. 3.31 соединить

выход со входом, то можно реализовать микромощное бистабильное устройство (триггер).

Особый интерес представляет использование ПЭТ в микромощных автогенераторах (из-за отсутствия традиционных колебательных контуров и из-за возможности получения высокостабильного по частоте напряжения). На рис. 3.32 приведена принципиальная

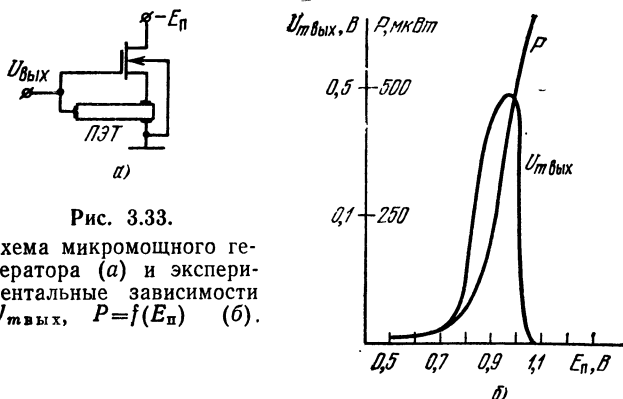


Рис. 3.33.

Схема микромощного генератора (а) и экспериментальные зависимости $U_{m \text{ вых}}$, $P=f(E_{п})$ (б).

схема генератора на ПЭТ и биполярном транзисторе. Для такого генератора выходное напряжение довольно слабо зависит от $E_{к}$ [56]. Если заменить биполярный транзистор МОП-структурой (со встроенным каналом), то упрощается реализация простых и экономичных схем автогенераторов, в которых улучшение согласования ПЭТ с активным прибором позволяет получить большое выходное напряжение при низких напряжениях источника питания.

Используя ПЭТ, можно построить микромощный генератор лишь на одном МОП-транзисторе (без традиционных пассивных элементов-резисторов). На рис. 3.33,а приведена принципиальная схема микромощного генератора на ПЭТ и МОП-транзисторе со встроенным n -каналом. Функцию резистора в этой схеме выполняет $p-n$ -переход исток — подложка МОП-транзистора. Питание генератора осуществляется напряжением отрицательной полярности, т. е. $p-n$ -переходы МОП-транзистора смещены в прямом направлении. Переход исток — подложка шунтирует вход ПЭТ и изменяет амплитуду напряжения на его входе в зависимости от величины напряжения на затворе. Таким образом, соблюдаются необходимые условия для возникновения автоколебаний.

На рис. 3.33,б приведены экспериментальные зависимости $U_{m \text{ вых}}$ и потребляемой мощности P от $E_{п}$ для рассматриваемого генератора. Микромощный генератор хорошо работает при $E_{п}$, близком к напряжению «пятки» $p-n$ -переходов МОП-транзистора. При увеличении $E_{п}$ уменьшается $U_{m \text{ вых}}$ и даже может произойти срыв колебаний, так как переход исток — подложка оказывается сильно смещенным в прямом направлении, а его сопротивление резко уменьшается и шунтирует цепь положительной обратной связи. Рассмотренный генератор может работать лишь при малых потребляемых мощностях.

Заключение

Мы рассмотрели особенности работы транзисторов в микрорежиме и получили инженерные формулы для определения их характеристик и эксплуатационных параметров.

Дальнейшее развитие микромощной электроники, на наш взгляд, связано с функциональной электроникой. Одним из микромощных функциональных приборов можно считать МОП-транзистор. Как показано во второй главе книги, при подаче питающего напряжения небольшой величины на подложку МОП-транзистор можно представить как микромощный прибор, способный выполнять функции инвертора и усилителя без наличия каких-либо дополнительных элементов.

Развитие функциональной электроники связано с использованием не только чисто электрических цепей, но и комбинированных функциональных цепей, в основе построения которых лежат оптические, акустические, химические и другие явления. Так, для получения экономичных и малогабаритных источников питания обычные (силовые) диоды в выпрямителях могут быть заменены светодиодами. В светодиодах с большой эффективностью инжектированные носители заряда рекомбинируют, излучая кванты света в отличие от обычных (силовых) диодов, где рекомбинация сопровождается выделением тепла. Поэтому использование светодиодов позволяет уменьшить паразитную, разогревающую мощность, а следовательно, уменьшить габариты теплоотвода (радиатора), повысить надежность источников питания и т. д. Кроме того, излучение светодиода можно использовать для создания дополнительного источника напряжения (без увеличения мощности, отбираемой от сети) с помощью фотодиода, работающего в фотогальваническом режиме.

Особый интерес, на наш взгляд, для развития микромощной функциональной электроники может представлять акустоэлектроника. Типичным примером электроакустического прибора является пьезоэлектрический трансформатор. Он имеет коэффициент полезного действия как минимум на порядок более высокий, чем оптоэлектронный, и может выполнять функции усилителей, перестраиваемых фильтров, фазосдвигающих цепей, запоминающих устройств, излучателей акустических и электромагнитных волн и т. д.

Список литературы

1. Стилбанс Л. С. Физика полупроводников. М., «Сов. радио», 1967.
2. Пикус Г. Е. Основы теории полупроводниковых приборов. М., «Наука», 1965.
3. Зи С. И. Физика полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973.
4. Sah C. T., Noyce R. N., Shockley W. Carrier generation and recombination in $p-n$ junctions and $p-n$ junction characteristics.— «Proc. IRE», 1957, v. 45, № 9.
5. Shockley W., Read W. T. Statistics of recombinations of holes and electrons.— «Phys. Rev.», 1952, v. 85, September.
6. Juliana M. N., Mc Loushi R. M., Leinkram C. Z., Goins E. W. High-gain micropower transistors.— «Proc. IEEE», 1964, v. 52, № 6.
7. Sah C. T. Effect of surface recombination and channel on $p-n$ junction and transistor characteristics.— «IRE Trans.», 1962, v. ED-9, № 1.
8. Бражник В. А., Викторов А. А., Тихонюк В. И. Исследование зависимости структуры базового тока от способа обработки поверхности кремниевых транзисторов.— «Электронная техника. Микроэлектроника», 1972, № 3.
9. Игумнов Д. В., Громов И. С. Уменьшение рекомбинации носителей в микромошных $p-n$ -переходах.— В кн.: Материалы радиоэлектроники. Вып. 73. МИРЭА, 1975.
10. Лебедев В. И. Особенности транзисторных схем в микрорежиме.— «Радиотехника и электроника», 1965, т. 10, № 5.
11. Смит Р. Полупроводники. М., ИЛ, 1963.
12. Иоффе А. Ф. Физика полупроводников. М., Изд-во АН СССР, 1957.
13. Холл Г., Бардин Д., Пирсон Г. Влияние давления и температуры на сопротивление $p-n$ -переходов в германии.— В кн.: Полупроводниковые приборы. Под ред. А. В. Ржанова. М., ИЛ, 1953.
14. Зеликман Г. А., Мазель Е. З., Пресс Ф. П., Фронк С. В. Полупроводниковые кремниевые диоды и триоды. М., «Энергия», 1964.
15. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., «Сов. радио», 1971.
16. Игумнов Д. В. Усилительные свойства транзистора в режиме насыщения для микроамперного диапазона токов. В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 22., М., «Сов. радио», 1969.
17. Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. М., «Энергия», 1964.
18. Wertheim G. K. Electron bombardment damage in silicon.— «Phys. Rev.», 1958, v. 110, p. 1272—1279.
19. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
20. Игумнов Д. В. Малосигнальные параметры транзистора в ин-

- версном включении. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 17. М., «Сов. радио», 1967.
21. Адирович Э. И., Кузнецова Е. М. О емкости и электрическом пробое $p-n$ -переходов. — «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, № 10.
 22. Федотов Я. А., Матсон Э. А. Полупроводниковые приборы с гетеропереходами. В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 17. М., «Сов. радио», 1967.
 23. Микромощная электроника. Под ред. Е. И. Гальперина. М., «Сов. радио», 1967.
 24. De Witt D., Rossoff A. Transistor electronics. McGraw-Hill Co, 1957.
 25. Thornley R. F. M., Sun T. Electron beam exposure of photoresists. — «J. Electrochemical Soc.», 1965, v. 112, № 11.
 26. Микроэлектроника и большие системы. М., «Мир», 1967.
 27. Игумнов Д. В., Кораблев Л. В., Сетюков А. И. Анализ характеристик $p-n$ -переходов с точечным омическим контактом. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 21. М., «Сов. радио», 1969.
 28. High-gain transistors. — «Electronics», 1968, v. 41, № 23, p. 54, 55.
 29. Игумнов Д. В., Сетюков А. И. О микромощном лавинном транзисторе. — «Труды МИРЭА», 1972, вып. 60.
 30. Richer I., Middlebrook R. Power-low nature of FET experimental characteristics. — «Proc. IEEE», 1963, v. 51, № 6.
 31. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. М., «Энергия», 1967.
 32. Evans L. The case for low pinch-off voltages in FET's. — «Electronic Design», 1963, v. 11, № 21.
 33. Рябинкин Ю. С. Теория полевых транзисторов на основе теории эффекта поля. — «Радиотехника и электроника», 1968, т. 13, № 3.
 34. Игумнов Д. В., Курносова В. М., Рябинкин Ю. С. Вольт-амперные характеристики МОП-транзисторов в микромощных интегральных схемах. — «Микроэлектроника», 1972, № 1.
 35. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. М., «Мир», 1970.
 36. Macdougall I., Manchester K., Palmer R. B. Ion implantation offers a bagful of benefits for MOS. — «Electronics», 1970, v. 43, № 13.
 37. Полевые транзисторы. Под ред. С. А. Майорова. М., «Сов. радио», 1971.
 38. Воздействие ядерных излучений на полупроводниковые материалы, приборы и схемы. — «Радиоэлектроника за рубежом», 1973, вып. 13.
 39. Зимин В. Н., Мингазин Т. А., Патрикеев Л. Н., Попов В. Д. Образование заряда в диэлектрике МДП структуры при воздействии различных видов радиации. — «Электронная техника. Микроэлектроника», 1972, № 2.
 40. Игумнов Д. В., Громов И. С., Дугина В. А. Об одном режиме работы МОП-транзистора в области микротоков. — «Микроэлектроника», 1975, № 5.

41. Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., «Сов. радио», 1966.
42. Наумов Ю. Е. Сравнение различных типов транзисторных интегральных логических схем. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Ф. В. Лукина. Вып. 1. М., «Сов. радио», 1967.
43. Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. М., «Сов. радио», 1971.
44. Титов В. А., Гершензон Г. С., Громов И. С., Игумнов Д. В. Динамические многостабильные запоминающие устройства. — «Информационные материалы по гидрометеорологическим приборам», 1966, вып. 27.
45. Игумнов Д. В., Шведов А. Н. О стабильности рабочей точки микро мощного транзисторного усилителя. — «Электронная техника. Полупроводниковые приборы», 1971, № 2.
46. Игумнов Д. В., Громов И. С. Применение составных транзисторов в микро мощных усилителях. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 10. М., «Связь», 1972.
47. Игумнов Д. В. О выборе числа каскадов микро мощного транзисторного усилителя. — «Радиотехника», 1971, № 9.
48. Игумнов Д. В. Некоторые особенности микро мощных повторителей на транзисторах. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 7. М., «Связь», 1971.
49. Игумнов Д. В. Основы микро мощной электроники. МИРЭА, 1974.
50. Свечников С. В. Элементы оптоэлектроники. М., «Сов. радио», 1971.
51. Игумнов Д. В. Характеристики GaAs-светодиодов в режиме малых токов. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 28. М., «Сов. радио», 1974.
52. Бекирев У. А., Емельянов А. В., Лаврищев В. П., Полторацкий Э. А. Излучательный диод на основе гетероструктуры в системе GaAs—AlAs для оптоэлектронных устройств. — «Микроэлектроника», 1974, № 5.
53. Игумнов Д. В., Громов И. С. Режимы работы оптрона светодиода — фотодиода. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 12. М., «Связь», 1973.
54. Гершензон Г. С., Титов В. А., Златин А. Л. Цифровые схемы на диодно-емкостных ячейках, питаемые переменным током. — В кн.: Новые бесконтактные устройства. Ч. 1, МДНТП, 1966.
55. Плужников В. М., Семенов В. С. Пьезо керамические твердые схемы. М., «Энергия», 1971.
56. Фролов В. Н. Пьезополупроводниковые генераторы. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 17. М., «Связь», 1976.
57. Игумнов Д. В., Соломатова А. И. Экспериментальные исследования влияния протонного облучения на параметры транзисторов в микро режиме. — «Труды МИРЭА», 1975, вып. 78.

Оглавление

Предисловие	3
Глава 1. Биполярные транзисторы	6
1.1. Вольт-амперные характеристики	6
1.2. Коэффициент передачи тока	16
1.3. Малосигнальные параметры	29
1.4. Статическое входное сопротивление	31
1.5. Емкость эмиттерного перехода	35
1.6. Граничная частота усиления	40
1.7. Коэффициент шума	45
1.8. Особенности микро мощных транзисторов	50
Глава 2. Полевые транзисторы	54
2.1. Полевые транзисторы с $p-n$ -переходом	54
2.2. МОП-транзисторы	67
Глава 3. Особенности применения транзисторов	85
3.1. Особенности транзисторного ключа	86
3.2. Разновидности транзисторных ключей	97
3.3. Транзисторные усилители	107
3.4. Транзисторные повторители	120
3.5. Особенности использования оптронов в транзисторных устройствах	125
3.6. Особенности использования пьезоэлектрических трансформаторов в транзисторных устройствах	128
Заключение	132
Список литературы	133

ЦЕНА 35 коп.

