

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

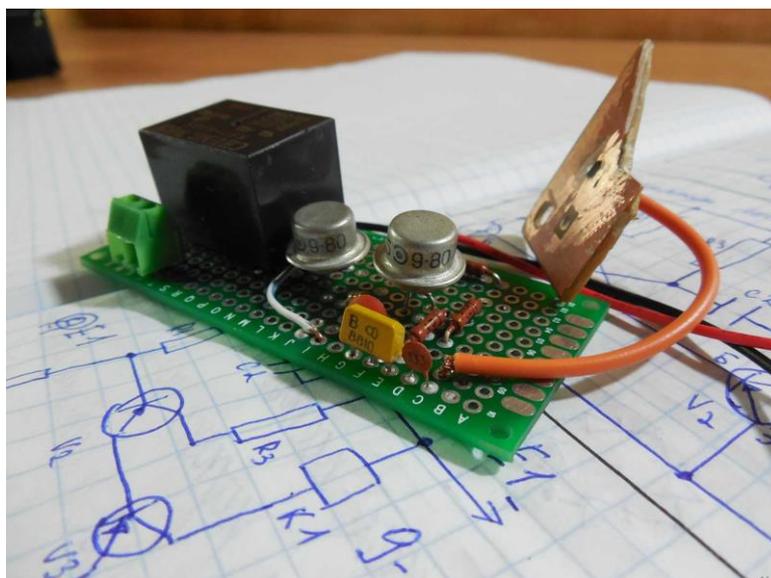
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Воронежский государственный технический университет»

Кафедра твердотельной электроники

## ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ УСТРОЙСТВ РАДИОТЕХНИКИ И МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

### МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению практических занятий  
для студентов направления  
11.03.04 «Электроника и наноэлектроника»  
(профиль «Микроэлектроника и твердотельная электроника»)  
всех формы обучения



Воронеж 2024

УДК 621.396.6(075.8)  
ББК з844-02я73

**Составитель**

канд. техн. наук Т. В. Свистова

**Физические основы устройств радиотехники и микроэлектроники:** методические указания к выполнению практических занятий для студентов направления 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника» (профиль «Микроэлектроника и твердотельная электроника») всех формы обучения / ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»; сост. Т. В. Свистова. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2024. 76 с.

Методические указания содержат материал для проведения практических занятий по дисциплине «Физические основы устройств радиотехники и микроэлектроники». Материал включает теоретические сведения по изучаемой теме, задания для практических занятий, необходимые справочные данные. Задачи могут быть использованы не только на практических занятиях, но и для контрольных работ и проведения зачетов.

Предназначены для студентов третьего курса всех форм обучения.

Методические указания подготовлены в электронном виде и содержатся в файле МУ\_ФОУРТиМЭ\_ПЗ.pdf.

Табл. 10. Ил. 39. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 621.396.6(075.8)**  
**ББК з844-02я73**

**Рецензент** – Н. Н. Кошелева, канд. техн. наук, доцент кафедры твердотельной электроники ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета  
Воронежского государственного технического университета*

## ВВЕДЕНИЕ

**Радиотехника** - наука и отрасль техники, осуществляющая разработку и исследования методов генерации, усиления, излучения и приема электромагнитных колебаний и волн радиодиапазона ( $3 - 3 \cdot 10^{12}$  Гц), изучение этих колебаний, а также применение разработанных методов для передачи информации в радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации, радионавигации и других областях. Основной задачей радиотехники является передача информации на расстояние с помощью свободно распространяющихся в пространстве электромагнитных волн.

**Микроэлектроника** - современное направление электроники, включающее исследование, конструирование и производство интегральных схем (ИС) и радиоэлектронной аппаратуры на их основе. Основной задачей микроэлектроники является создание микроминиатюрной аппаратуры с высокой надежностью и воспроизводимостью, низким энергопотреблением и высокой функциональной сложностью.

Дисциплина «Физические основы устройств радиотехники и микроэлектроники» включает в себя лекции, практические занятия и лабораторные работы. Целью практических занятий является закрепление полученного теоретического материала и ознакомление на практике с особенностями устройств радиотехники и микроэлектроники.

Основная цель методических указаний – облегчить усвоение необходимого теоретического материала и обеспечить самоконтроль студентов и контроль текущей успеваемости при изучении дисциплины «Физические основы устройств радиотехники и микроэлектроники». Методические указания включают в себя задания для практических занятий по разделам дисциплины: основные сведения о радиотехнических сигналах и устройствах, особенности радиосигналов с амплитудной и частотной модуляцией, гармонические колебания в контурах, классификация микросхем по функциональным и конструкторско-технологическим признакам, расчет активных и пассивных элементов интегральных схем, их основных параметров и характеристик. Все разделы состоят из кратких теоретических сведений, основных формул и задач по соответствующему разделу. Для задач повышенной трудности приведены методические указания по их решению.

Методические указания предназначены для студентов третьего курса всех форм обучения. Задачи могут быть использованы не только на практических занятиях, но и для контрольных работ и проведения зачетов.

Издание соответствует требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего образования - бакалавриат по направлению подготовки 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника» (профиль «Микроэлектроника и твердотельная электроника»), дисциплине «Физические основы устройств радиотехники и микроэлектроники».

# 1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ В ДИСКРЕТНЫЕ СИГНАЛЫ

## 1.1. Периодический сигнал, его параметры и характеристики

Периодическая последовательность импульсов (рис. 1.1) характеризуется длительностью импульса  $t_{и}$ , длительностью паузы  $t_{п}$ , периодом повторения  $T$ , частотой повторения (следования)  $f = 1/T$ ; скважностью ( $q$ )  $q = T/t_{и}$ ; коэффициентом заполнения  $D = t_{и}/T = 1/q$ .

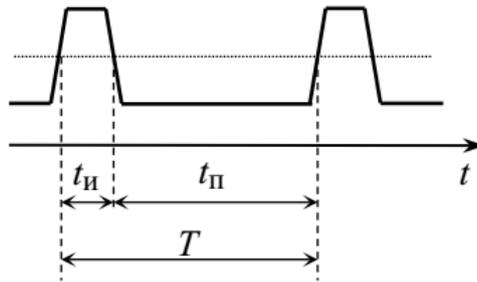


Рис. 1.1. Периодическая последовательность импульсов

Периодическую последовательность прямоугольных импульсов, у которой длительность импульсов  $t_{и}$  равна длительности паузы  $t_{п}$  ( $q = 2$ ), называют *меандром*.

Функции  $f(t)$  не содержащие частот  $f_{\max}$ , полностью определяются своими мгновенными значениями в моменты времени, отстоящие друг от друга на  $1/(2f_{\max})$ , т.е.

$$\Delta t \leq 1/(2f_{\max}). \quad (1.1)$$

Периодическая последовательность прямоугольных импульсов представляется рядом Фурье:

$$U(t) = U \left( \frac{1}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k \cdot \pi} \sin \frac{k\pi}{q} \cos k\omega_1 t \right) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega_1 t. \quad (1.2)$$

Большинство сигналов имеют сложную форму. Любой сложный негармонический, но периодический сигнал можно представить рядом Фурье в виде суммы простых гармонических колебаний с кратными частотами (кратных гармоник). Чем больше число гармоник ряда Фурье суммируется, тем точнее описывается сигнал:

$$u(t) = U_0 + U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_{m3} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots, \quad (1.3)$$

где  $U_0$  – постоянная составляющая, равная среднему значению напряжения за период;

$\omega$  – частота основной или первой гармоники,  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ ;

$2\omega$  – частота второй гармоники;

$3\omega$  – частота третьей гармоники и т.д.

Итак, в общем случае периодический сигнал содержит постоянную составляющую и бесконечный ряд гармонических колебаний (гармоник), частота которых кратна основной частоте.

Каждую гармонику можно описать ее амплитудой  $A_n$  и начальной фазой  $\varphi_n$ .

Средняя мощность, выделяемая сигналом на активном сопротивлении, равным 1 Ом:

$$\bar{P} = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2}. \quad (1.4)$$

Импульсная мощность

$$\bar{P}_{\text{имп}} = U^2. \quad (1.5)$$

Полная средняя мощность

$$\bar{P}_{\Sigma} = \frac{P_{\text{имп}}}{q}. \quad (1.6)$$

Практическая полоса частот:

$$\Delta F_C = \mu / t_{\text{и}}, \quad (1.7)$$

где  $\mu = 0,5 \dots 2$ .

Математическое выражение, по которому для любого момента времени можно вычислить значение сигнала  $u(t)$ , называется математической моделью этого сигнала. Сигнал с параметрами длительность импульса  $t_{\text{и}}$ , период следования импульсов  $T$ , амплитуда импульсов  $U_m$  можно представить в виде системы уравнений:

$$u(t) = \begin{cases} U_m, & 0 \leq t < t_{\text{и}} \\ 0, & t_{\text{и}} \leq t < T \end{cases} \quad (1.8)$$

Вид временной диаграммы периодической последовательности прямоугольных импульсов приведен на рис. 1.2

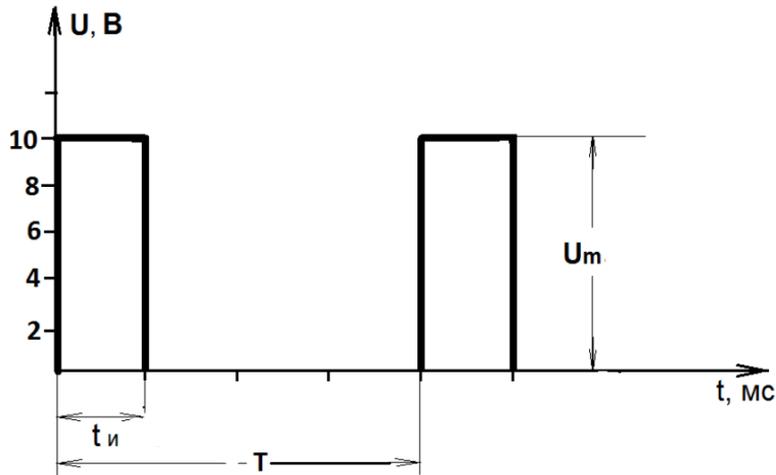


Рис. 1.2. Временная диаграмма периодической последовательности прямоугольных импульсов

Известно, что любой периодический негармонический сигнал может быть представлен в виде набора простых функций. Чаще всего для описания сложных сигналов используется их представление в виде ряда Фурье:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k). \quad (1.9)$$

где:  $U_0$  – постоянная составляющая сигнала;

$U_{mk}$  – амплитуда  $k$ -й гармоники сигнала;

$k$  – номер гармоники;

$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$  – частота первой гармоники периодического сигнала;

$\varphi_k$  – начальная фаза  $k$ -й гармоники.

Для расчета спектра амплитуд нечетной последовательности однополярных прямоугольных импульсов можно воспользоваться следующими формулами:

- постоянная составляющая сигнала

$$U_0 = U_m \frac{t_{и}}{T} = \frac{U_m}{q}, \quad (1.10)$$

где  $q$  – скважность периодической последовательности прямоугольных импульсов,  $q = \frac{T}{t_{и}}$ ;

- амплитуда  $k$ -й гармоники сигнала

$$U_{mk} = \frac{2U_m}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{q}. \quad (1.11)$$

Спектральная характеристика периодического сигнала состоит из отдельных спектральных линий, частотный интервал между которыми равен частоте первой гармоники  $f = 1/T$ . Пример спектральной диаграммы для сигнала с параметрами  $t_{и}$ ,  $T$ ,  $U_m$  приведен на рис. 1.3.

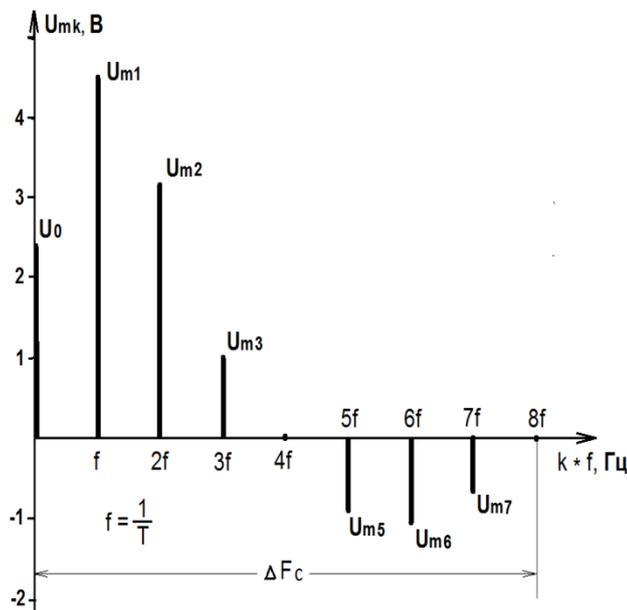


Рис. 1.3. Спектральная диаграмма периодической последовательности прямоугольных импульсов

Как следует из рисунка, график имеет вид «лепестков», ширина которых равна  $qf = 1/t_{и}$ , Гц. Амплитуды составляющих спектра постепенно убывают. Так как за ширину спектра  $\Delta F_c$  принимают диапазон частот, в котором сосредоточено (90 – 95) % энергии сигнала, то для решения задачи необходимо произвести расчет не менее двух «лепестков» спектра, т.е.

$$\Delta F_c = \frac{2}{t_{и}} \quad (1.12)$$

Следовательно, при уменьшении длительности импульса  $t_{и}$  ширина спектра сигнала  $\Delta F_c$  увеличивается.

## 1.2. Задачи и упражнения

1.1. Начертите временные диаграммы двух периодических сигналов прямоугольной формы с заданными параметрами: длительность импульса  $t_{и1} = 2,5$  мс; длительность импульса  $t_{и2} = 5$  мс; период следования импульсов  $T = 10$  мс; амплитуда импульсов  $U_m = 5$  В. Запишите уравнения временных функций заданных сигналов. Рассчитайте амплитуды составляющих спектра заданных сигналов. Начертите спектральные диаграммы. Запишите уравнения спектраль-

ных функций заданных сигналов. Укажите ширину спектра для каждого из заданных сигналов. Поясните зависимости ширины спектра периодической последовательности прямоугольных импульсов от длительности импульса.

1.2. Рассчитать и построить спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов амплитудой  $U = 10$  В, периодом  $T = 20$  мс и длительностью  $t = 5$  мс. Определить практическую ширину спектра и среднюю мощность сигнала в этой полосе частот.

1.3. По данным задачи 1.2 определить импульсную и полную среднюю мощность сигнала, а также, какой процент мощности приходится на составляющие в практической полосе частот.

1.4. Определить практическую ширину спектра периодической последовательности прямоугольных импульсов амплитудой  $U = 50$  В и скважностью  $q = 2$ , если требуется учесть все гармонические составляющие сигнала, амплитуды которых более 0,25 от амплитуды первой гармоники.

1.5. Рассчитать и построить спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов с параметрами:  $U = 15$  В,  $T = 30$  мс,  $t = 10$  мс. Определить необходимую ширину спектра сигнала, если требуется учесть спектральные составляющие сигнала с амплитудой, равной 0,1 от амплитуды первой гармоники.

1.6. Определить среднюю мощность, выделяемую всеми составляющими периодической последовательности прямоугольных импульсов со скважностью, равной 5, и амплитудой, равной 15 В.

1.7. Определить среднюю мощность, выделяемую в активном сопротивлении всеми составляющими периодической последовательности прямоугольных импульсов с амплитудой  $U = 6$  В, периодом  $T = 30$  мс и длительностью  $\tau = 5$  мс.

## 2. МОДУЛЯЦИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

### 2.1. Амплитудная модуляция. Основные формулы

*Амплитудная модуляция гармоническим сигналом.*

Управляющий гармонический сигнал:

$$u_y(t) = U_m \cos \Omega t. \quad (2.1)$$

Несущий сигнал всегда гармонический:

$$u_n(t) = U_m \sin \omega t. \quad (2.2)$$

Частота несущего сигнала всегда намного больше частоты управляющего сигнала:

$$\omega \gg \Omega.$$

Выражение для мгновенного значения напряжения амплитудно-модулированного сигнала будет иметь вид:

$$u_{AM}(t) = U_{AM} \sin \omega t, \quad (2.3)$$

где  $U_{AM}$  – амплитуда напряжения АМ-сигнала.

В процессе амплитудной модуляции амплитуда несущего сигнала получает приращение, изменяющееся по закону управляющего сигнала:

$$U_{AM} = U_m + \Delta U \cos \Omega t = U_m \left( 1 + \frac{\Delta U}{U_m} \cos \Omega t \right), \quad (2.4)$$

где  $\Delta U$  – максимальное приращение амплитуды несущего сигнала в процессе амплитудной модуляции, пропорциональное амплитуде управляющего сигнала:  $\Delta U \sim U_m$ ;

$m = \frac{\Delta U}{U_m}$  – коэффициент модуляции.

Подставим  $m$  в выражение (2.4) и получим:

$$U_{AM} = U_m (1 + m \cos \Omega t). \quad (2.5)$$

Максимальная амплитуда АМ-сигнала

$$U_{AM \max} = U_m (1 + m). \quad (2.6)$$

Минимальная амплитуда АМ-сигнала

$$U_{AM \min} = U_m (1 - m). \quad (2.7)$$

Из выражений (2.6) и (2.7) получим формулу для расчета коэффициента модуляции:

$$m = \frac{U_{AMmax} - U_{AMmin}}{U_{AMmax} + U_{AMmin}}. \quad (2.8)$$

Подставив выражение (2.5) в уравнение (2.3), получим:

$$u_{AM}(t) = U_m(1 + m \cos \Omega t) \sin \omega t. \quad (2.9)$$

Преобразовав это выражение, получим выражение для мгновенного значения напряжения амплитудно-модулированного сигнала:

$$u_{AM}(t) = U_m \sin \omega t + \frac{mU_m}{2} \sin(\omega + \Omega) t + \frac{mU_m}{2} \sin(\omega - \Omega) t. \quad (2.10)$$

в результате амплитудной модуляции чистым тоном получается сложный негармонический сигнал, состоящий из трех гармонических колебаний:

- *несущего колебания с амплитудой  $U_m$  и частотой  $\omega$ ;*
- *верхнего бокового (в.б.) колебания с амплитудой  $\frac{mU_m}{2}$  и частотой  $\omega + \Omega$ ;*
- *нижнего бокового (н.б.) колебания с амплитудой  $\frac{mU_m}{2}$  и частотой  $\omega - \Omega$ .*

Все составляющие в спектре АМ-сигнала высокочастотные.

***Амплитудная модуляция сложным сигналом (спектром частот).***

Определим спектр амплитудно-модулированного сигнала, если управляющий сигнал сложный, состоящий из  $n$  гармонических составляющих, каждая из которых имеет свою амплитуду  $U_{M1}, U_{M2} \dots U_{Mn}$  и частоту  $\Omega_1, \Omega_2 \dots \Omega_n$ .

В данном случае в спектре амплитудно-модулированного сигнала будет  $n$  верхних боковых,  $n$  нижних боковых колебаний и одно несущее колебание.

Каждое боковое колебание в спектре частот имеет свою амплитуду  $\frac{m_k U_m}{2}$  и свою частоту  $(\omega \pm \Omega_k)$ .

Таким образом, ***при АМ сложным сигналом получается сложное негармоническое колебание, состоящее из  $(2n+1)$  гармонических составляющих:***

$$u_{AM}(t) = U_m \sin \omega t + \sum_{k=1}^n \frac{m_k U_m}{2} \sin(\omega + \Omega_k) t + \sum_{k=1}^n \frac{m_k U_m}{2} \sin(\omega - \Omega_k) t. \quad (2.11)$$

**Шириной спектра амплитудно-модулированного сигнала ( $Ш_{AM}$ )** называется диапазон частот, в котором расположены все спектральные составляющие амплитудно-модулированного сигнала.

1. Амплитудно-модулированный сигнал чистым тоном.

Спектральная диаграмма амплитудно-модулированного сигнала при амплитудной модуляции чистым тоном представлена на рис. 2.1.

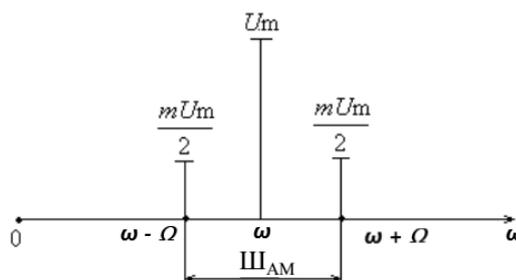


Рис. 2.1. Спектральная диаграмма амплитудно-модулированного сигнала при амплитудной модуляции чистым тоном

$$Ш_{AM} = (\omega + \Omega) - (\omega - \Omega) = 2\Omega.$$

**При амплитудной модуляции чистым тоном ширина спектра амплитудно-модулированного сигнала равна удвоенной частоте управляющего сигнала:**

$$Ш_{AM} = 2\Omega. \quad (2.12)$$

2. Амплитудно-модулированный сигнал сложным сигналом.

Спектральная диаграмма амплитудно-модулированного сигнала при амплитудной модуляции сложным сигналом представлена на рис. 2.2.

$$Ш_{AM} = (\omega + \Omega_{max}) - (\omega - \Omega_{max}) = 2\Omega_{max}.$$

**При амплитудной модуляции сложным сигналом ширина спектра амплитудно-модулированного сигнала равна удвоенной максимальной частоте управляющего сигнала:**

$$Ш_{AM} = 2\Omega_{max} \quad (2.13)$$

Таким образом, **ширина спектра амплитудно-модулированного сигнала зависит от частоты управляющего сигнала.**

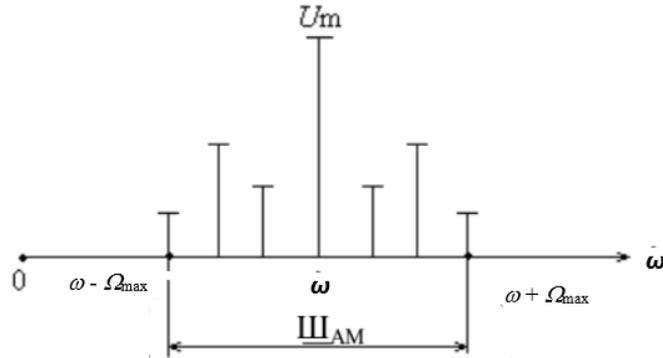


Рис. 2.2. Спектральная диаграмма амплитудно-модулированного сигнала при амплитудной модуляции сложным сигналом

## 2.2. Частотная модуляция. Основные формулы

Управляющий гармонический сигнал

$$u_y(t) = U_m \cos \Omega t. \quad (2.14)$$

Управляющий несущий сигнал

$$u_n(t) = U_m \sin (\omega t + \varphi_0). \quad (2.15)$$

Частота несущего сигнала всегда намного больше частоты управляющего сигнала:

$$\omega \gg \Omega.$$

Выражение для мгновенного значения напряжения частотно-модулированного сигнала:

$$u_{\text{чМ}}(t) = U_m \sin \omega_{\text{чМ}} t = U_m \sin \varphi_{\text{чМ}}(t). \quad (2.16)$$

Выражение для мгновенного значения частоты частотно-модулированного сигнала будет иметь вид:

$$\omega_{\text{чМ}}(t) = \omega + \Delta \omega \cos \Omega t, \quad (2.17)$$

где  $\Delta \omega$  – девиация частоты.

Девиация частоты пропорциональна амплитуде управляющего сигнала:

$$\Delta \omega \sim U_M.$$

Рассчитаем фазу частотно-модулированного сигнала:

$$\varphi_{\text{чм}}(t) = \int_0^t \omega_{\text{чм}}(t) dt = \int_0^t (\omega + \Delta\omega \cos \Omega t) dt = \omega t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0, \quad (2.18)$$

где  $M = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$  – индекс модуляции.

**Индекс модуляции зависит только от параметров управляющего сигнала, он прямо пропорционален амплитуде управляющего сигнала и обратно пропорционален его частоте.**

Выражение для фазы частотно-модулированного сигнала будет иметь вид:

$$\varphi_{\text{чм}}(t) = \omega t + M \sin \Omega t + \varphi_0. \quad (2.19)$$

Подставим выражение (2.18) в (2.15) и получим выражение для мгновенного значения напряжения частотно-модулированного сигнала:

$$u_{\text{чм}}(t) = U_m \sin(\omega t + M \sin \Omega t + \varphi_0). \quad (2.20)$$

Из выражения (2.20) видно, что в результате частотной модуляции получается сложный сигнал, который можно записать в виде ряда Фурье.

Преобразовав это выражение, мы получим уравнение для  $u_{\text{чм}}(t)$ :

$$u_{\text{чм}}(t) = U_0 \sin \omega t + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(\omega + k\Omega)t - \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(\omega - k\Omega)t. \quad (2.21)$$

Из этого уравнения видно, что в результате **частотной модуляции получается сложное колебание, теоретически состоящее из бесконечно большого числа гармонических составляющих:**

- несущего колебания с амплитудой  $U_0$  и частотой  $\omega$ ;
- бесконечно большого числа верхних боковых колебаний, каждое со своей амплитудой  $U_k$  и со своей частотой  $\omega + k\Omega$ ;
- бесконечно большого числа нижних боковых колебаний, каждое со своей амплитудой  $U_k$  и со своей частотой  $\omega - k\Omega$ .

Спектральная диаграмма частотно-модулированного сигнала для  $M = 5$  изображена на рис. 2.3.

При  $M \ll 1$

$$u_{\text{чм}}(t) = U_m \sin \omega t + \frac{MU_m}{2} \sin(\omega + \Omega)t - \frac{MU_m}{2} \sin(\omega - \Omega)t. \quad (2.22)$$

Таким образом, **при  $M \ll 1$  в результате частотной модуляции получается сложное негармоническое колебание, состоящее так же, как и при амплитудной модуляции чистым тоном, из 3-х гармонических составляющих:**

- несущего колебания с амплитудой  $U_m$  и частотой  $\omega$ ;

- *верхнего бокового (в.б.) колебания с амплитудой  $\frac{MU_m}{2}$  и частотой  $\omega + \Omega$ ;*

- *нижнего бокового (н.б.) колебания с амплитудой  $\frac{MU_m}{2}$  и частотой  $\omega - \Omega$ .*

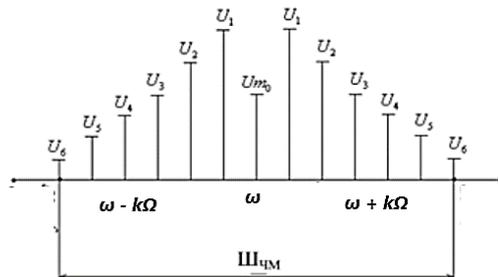


Рис. 2.3. Спектральная диаграмма частотно-модулированного сигнала для  $M = 5$

*Амплитуда боковых составляющих намного меньше амплитуды несущего колебания, так как  $M$  намного меньше 1.*

Спектральная диаграмма ЧМ-сигнала при  $M \ll 1$  представлена на рис. 2.4.

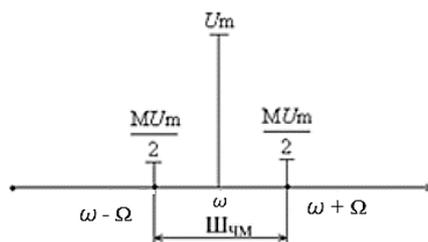


Рис. 2.4. Спектральная диаграмма ЧМ-сигнала при  $M \ll 1$

**Шириной спектра частотно-модулированного сигнала ( $Ш_{ЧМ}$ )** называется диапазон частот, в котором расположены все спектральные составляющие частотно-модулированного сигнала.

На практике для определения ширины спектра частотно-модулированного сигнала используют следующие формулы:

1. При  $M < 0.2$

$$Ш_{ЧМ} = 2\Omega. \quad (2.23)$$

2. При  $M = 0.2 \dots 5$

$$Ш_{ЧМ} = 2(M+1)\Omega. \quad (2.24)$$

3. При  $M > 5$

$$Ш_{\text{чм}} = 2M\Omega. \quad (2.25)$$

Рассчитаем ширину спектра частотно-модулированного сигнала через девиацию частоты:

$$\begin{aligned} Ш_{\text{чм}} &= 2M\Omega = 2 \frac{\Delta\omega}{\Omega} \Omega = 2\Delta\omega, \\ Ш_{\text{чм}} &= 2\Delta\omega. \end{aligned} \quad (2.26)$$

**Ширина спектра частотно-модулированного сигнала зависит от  $M$  и при глубокой модуляции (при  $M \gg 1$ ) равна удвоенной девиации частоты.**

### 2.3. Задачи и упражнения

2.1. Сигнал АМ записан в следующем виде:

$$U_{AM}(t) = 10 \cos 2\pi 10^4 t + 5 \cos 2\pi 10^3 t \cdot \cos 2\pi 10^4 t.$$

Определить коэффициент глубины АМ, модулирующую и несущую частоты, ширину спектра АМ, построить спектр АМ сигнала.

2.2. Осциллограмма АМ-сигнала имеет максимальный размах колебаний  $U_{\text{max}} = 6$  В, а минимальный  $U_{\text{min}} = 2$  В; период высокочастотного заполнения  $10^{-4}$  с, период повторения огибающей  $10^{-3}$  с, определить параметры АМ-сигнала: несущую частоту  $\omega$ , модулирующую частоту  $\Omega$ , среднюю амплитуду АМ-сигнала  $U_n$  (несущую), глубину модуляции  $m$ . Построить спектр сигнала.

2.3. Сигнал АМ записан в следующем виде:

$$U_{AM}(t) = 8 \cos 2\pi 10^5 t + 2 \cos 2\pi (10^5 + 10^4)t + 2 \cos 2\pi (10^5 - 10^4)t$$

Определить коэффициент глубины АМ  $m$ , модулирующую  $\Omega$  и несущую  $\omega$  частоты, ширину спектра АМ  $\Delta F$ , построить спектр АМ.

2.4. Сигнал АМ записан в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_{AM}(t) &= 16 \cos 2\pi 10^5 t + 2 \cos 2\pi (10^5 + 10^4)t + 2 \cos 2\pi (10^5 - 10^4)t + \\ &+ \cos 2\pi (10^5 + 2 \cdot 10^4)t + \cos 2\pi (10^5 - 2 \cdot 10^4)t \end{aligned}$$

Определить коэффициент глубины АМ для каждой из модулирующих частот, модулирующие и несущую частоты, ширину спектра АМ, построить спектр АМ.

2.5. Телефонный речевой сигнал имеет полосу частот от 300 до 3400 Гц и используется для модуляции несущей, частота которой равна 120 кГц. Изобразить двусторонний спектр модулированного сигнала.

2.6. Амплитудно-модулированный сигнал описывается функцией  $U_{AM}(t) = 5(1 + 0,5\cos 3140t)\sin 2\pi 10^5 t$ , В. Определить: глубину модуляции, частоту модулирующего сигнала, несущую частоту, максимальную величину мгновенного значения амплитуды модулированного сигнала.

2.7. Амплитудно-модулированный сигнал описывается математической функцией  $U_{AM}(t) = 7(1 + 0,3\cos 1500t)\sin 2\pi 10^5 t$ , В. Определить: глубину модуляции, частоту модулирующего сигнала, несущую частоту, максимальную величину мгновенного значения амплитуды модулированного сигнала.

2.8. Частотно-модулированный (ЧМ) сигнал записан в виде:

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = \cos(1500t + 2,5 \cdot \sin(10t)).$$

Определить амплитуду ЧМ сигнала  $U_n$ , максимальную  $\omega_{\text{max}}$  и минимальную  $\omega_{\text{min}}$  частоты ЧМ сигнала, несущую частоту  $\omega_0$ , модулирующую частоту  $\Omega$ , определить индекс частотной модуляции  $M$ , девиацию частоты  $\Delta\omega$ , ширину спектра ЧМ сигнала  $Ш_{\text{ЧМ}}$ .

2.9. Частотно-модулированный (ЧМ) сигнал записан в виде:

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = 2,5 \cos(3000t + 0,1 \sin 100t).$$

Определить амплитуду ЧМ сигнала  $U_n$ , максимальную  $\omega_{\text{max}}$  и минимальную  $\omega_{\text{min}}$  частоты ЧМ сигнала, несущую частоту  $\omega_0$ , модулирующую частоту  $\Omega$ , определить индекс частотной модуляции  $M$ , девиацию частоты  $\Delta\omega$ , ширину спектра ЧМ сигнала  $Ш_{\text{ЧМ}}$ .

2.10. Домашняя стереофоническая радиосистема с частотной модуляцией имеет девиацию частоты 75кГц, а максимальная модулирующая частота равна 15кГц. Определить индекс модуляции данной системы.

2.11. Определить ширину спектра при частотной модуляции, если наивысшая частота в спектре сигнала равна 100 кГц, а частота модулирующей функции 100 Гц.

2.12. Девиация частоты  $\Delta\omega$  равна 10 кГц, частота модулирующей функции  $\Omega$  равна 1 кГц. Определить значение индекса частотной модуляции.

2.13. Девиация частоты  $\Delta\omega$  равна 1 кГц, значение индекса частотной модуляции 5. Определить частоту модулирующей функции  $\Omega$ .

2.14. Определить индекс частотной модуляции и число радиостанции  $N$ , работающих без перекрытия спектров по частоте в диапазоне 100 кГц - 1 МГц, 1 - 10 МГц, 10 - 100 МГц, если девиация частоты  $\Delta\omega = 100$  кГц и максимальная частота управляющего сигнала  $\Omega = 5$  кГц.

### 3. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

#### 3.1. Расчет параметров последовательного контура

Вторичные параметры последовательного контура (рис. 3.1) следующие:  
- резонансная частота

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ или } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}; \quad (3.1)$$

- волновое (характеристическое) сопротивление контура

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (3.2)$$

- добротность контура

$$Q = \frac{\rho}{r_3} = \frac{\rho}{r+r_i}, \quad (3.3)$$

где  $r_i$  – внутреннее сопротивление контура;

- затухание контура.

$$d = \frac{1}{Q}. \quad (3.4)$$

Относительная полоса пропускания контура есть отношение

$$\frac{\Delta F}{f_0} = \frac{1}{Q}. \quad (3.5)$$

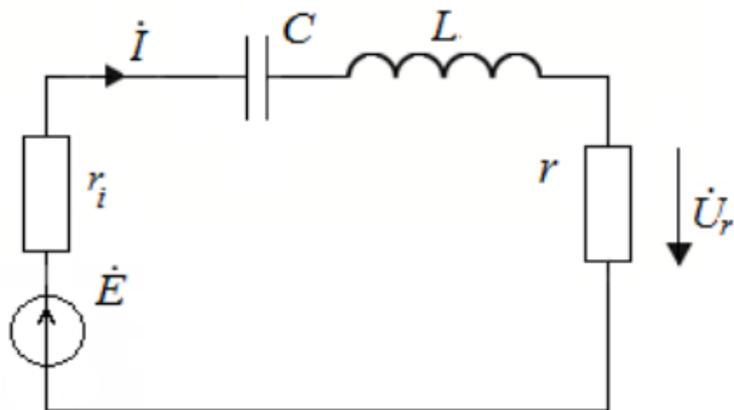


Рис. 3.1. Последовательный колебательный контур

### 3.2. Расчет параметров параллельного контура

Вторичные параметры простого параллельного колебательного контура (рис. 3.2):

- резонансная частота высокодобротного контура

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad (3.6)$$

- характеристическое сопротивление

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (3.7)$$

- активная проводимость контура на резонансной частоте:

$$g_{0ЭКВ} = \frac{r_1}{\omega_0^2 L^2} + \frac{r_2}{\frac{1}{\omega_0^2 C^2}} = \frac{r_1}{\rho^2} + \frac{r_2}{\rho^2} = \frac{r}{\rho^2}, \quad (3.8)$$

где  $r = r_1 + r_2$ ;

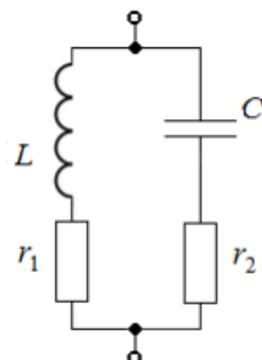


Рис. 3.2. Параллельный колебательный контур

- резонансное сопротивление контура

$$r_{0ЭКВ} = \frac{1}{g_{0ЭКВ}} = \frac{\rho^2}{r}; \quad (3.9)$$

- добротность контура  $Q$

$$Q = \frac{r_{0ЭКВ}}{\rho} = \frac{\rho}{r}; \quad (3.10)$$

- затухание

$$d = \frac{1}{Q}; \quad (3.11)$$

- внутреннее сопротивление подключенного к контуру (рис. 3.3) источника  $r_{ш}$  (сопротивление шунта) ухудшает добротность контура, ухудшенная добротность

$$Q' = \frac{r'}{\rho} = \frac{r_{0ЭКВ} r_{ш}}{\rho(r_{0ЭКВ} + r_{ш})} = Q \frac{1}{1 + \frac{r_{0ЭКВ}}{r_{ш}}}; \quad (3.12)$$

- мощность контура при резонансе

$$P = I_0^2 r_{0ЭКВ} = \left( \frac{E}{r_i + r_{0ЭКВ}} \right)^2 \cdot r_{0ЭКВ}. \quad (3.13)$$

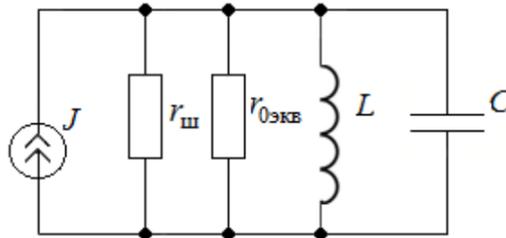


Рис. 3.3. Колебательный контур, подключенный к источнику энергии

### 3.3. Задачи и упражнения

3.1. Для последовательного колебательного контура (рис. 3.1) определить вторичные параметры, если  $r = 90$  Ом,  $r_i = 1$  Ом,  $L = 80$  мкГн,  $C = 2000$  пФ.

3.2. Электрический заряд на обкладках конденсатора в колебательном контуре изменяется по закону

$$Q = 10^{-6} \cos\left(2\pi t + \frac{2\pi}{3}\right), \text{ Кл.}$$

Определите: амплитуду колебаний заряда, циклическую частоту, частоту, период и начальную фазу колебаний заряда, амплитуду силы тока в контуре.

3.3. Колебательный контур содержит конденсатор емкостью  $C = 33$  мкФ и катушку индуктивностью  $L = 0,3$  Гн. Амплитуда  $Q_m$  колебаний заряда конденсатора составляет 1 мкКл. Пренебрегая сопротивлением контура, запишите уравнения: 1) изменения напряжения на конденсаторе в зависимости от времени; 2) изменения силы тока в цепи в зависимости от времени.

3.4. У параллельного колебательного контура (рис. 3.4)  $L = 100$  мкГн;  $r_L = 10$  Ом;  $C = 500$  пФ;  $E = 60$  В;  $r_i = 100$  кОм. Определить добротность, полосу пропускания для двух случаев: без учёта шунтирующего действия источника энергии; с учётом шунтирующего действия источника энергии; определить мощность контура при резонансе.

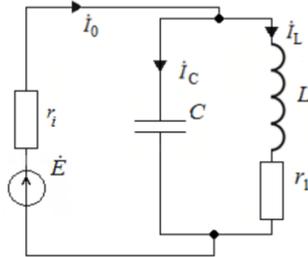


Рис. 3.4. Параллельный колебательный контур с источником энергии

3.5. При увеличении емкости колебательного контура на  $\Delta C = 0,1$  мкФ частота колебаний в нем уменьшилась вдвое. Найти емкость конденсатора  $C_1$  до увеличения и емкость  $C_2$  последнего.

3.6. Частота колебаний в колебательном контуре  $\nu = 1$  МГц, а индуктивность катушки  $L = 2$  Гн. Проводник, из которого изготовлена катушка, медный, катушка содержит  $N = 1000$  витков. Диаметр витка  $D = 4$  см, диаметр поперечного сечения проводника  $d = 0,2$  мм. Определить добротность этого колебательного контура  $Q$ , считая колебания медленно затухающими. Удельное сопротивление меди  $\rho = 7,1 \cdot 10^{-8}$  Ом·м.

3.7. В цепь переменного тока с напряжением  $U = 220$  В стандартной частоты включены последовательно конденсатор, резистор сопротивлением  $R = 100$  Ом и катушка с индуктивностью  $L = 1$  Гн. При какой емкости конденсатора  $C$  в этой цепи наступит резонанс напряжений? Какова максимальная сила тока  $I_m$  при резонансе? Чему равны добротность цепи  $Q$  и ее волновое сопротивление  $\rho$ ?

## 4. МАРКИРОВКА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Действующая маркировка ИМС аппаратуры связи и РТС общего и военного назначения введена в 1973 году. Однако в настоящее время еще достаточно часто можно встретить ИМС с маркировкой до 1973 года.

### 4.1. Маркировка ИМС по ГОСТ-73

Маркировка интегральных микросхем в соответствии с ГОСТ-73 включает в себя четыре элемента (рис. 4.1).

Область применения	Тип корпуса	Серия				Буква – тип корпуса
<b>К</b>		<b>X</b>	<b>XXX</b>	<b>XX</b>	<b>X</b>	<b>- X</b>
		<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	

Рис. 4.1. Маркировка интегральных микросхем в соответствии с ГОСТ-73

**Первый** элемент - цифра, определяющая конструктивно-технологическое исполнение ИМС:

- 1, 5- полупроводниковые ИМС;
- 2, 4, 6, 8 - гибридные ИМС;
- 3 - ИМС на основе пленочной технологии;
- 7 - бескорпусные полупроводниковые ИМС.

**Второй** элемент - две или три цифры (от 00 до 999), обозначающие порядковый номер разработки данной ИМС.

Три или четыре цифры первого и второго элементов образуют номер серии.

**Серия интегральных микросхем** - это совокупность типов ИМС, выполняющих различные функции, имеющих единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначенных для совместного применения. Интегральные схемы одной серии согласованы по напряжению питания, входным и выходным сопротивлениям, уровням сигналов и условиям эксплуатации.

**Третий** элемент - две буквы, определяющие функциональное назначение ИМС. Первая буква соответствует подгруппе интегральных схем, а вторая буква - виду интегральной схемы в данной подгруппе. Классификация интегральных схем по функциональному признаку приведена в таблице 4.1.

**Четвертый** элемент - цифра, обозначающая порядковый номер разработки интегральной микросхемы в данной серии.

Таблица 4.1

## Функциональное назначение микросхем

Функциональное назначение микросхемы (подгруппа и вид ИМС)	Обозначение
1	2
<b>ФОРМИРОВАТЕЛИ - А:</b>	
адресных токов (напряжений или токов)	АА
импульсов прямоугольной формы	АГ
разрядных токов (напряжения или токов)	АР
импульсов специальной формы	АФ
прочие	АП
<b>СХЕМЫ ЗАДЕРЖКИ - Б:</b>	
пассивные	БМ
активные	БР
прочие	БП
<b>СХЕМЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ - В:</b>	
схемы сопряжения с магистралью	ВА
схемы синхронизации	ВБ
схемы управления вводом - выводом	ВВ
контроллеры	ВГ
микроЭВМ	ВЕ
специализированные схемы	ВЖ
времязадающие схемы	ВИ
комбинированные схемы	ВК
микропроцессоры	ВМ
функциональные расширители	ВР
микропроцессорные секции	ВС
схемы управления памятью	ВТ
схемы микропрограммного управления	ВУ
функциональные преобразователи информации	ВФ
микрокалькуляторы	ВХ
прочие	ВП
<b>ГЕНЕРАТОРЫ - Г:</b>	
прямоугольных импульсов	ГГ
линейно изменяющихся сигналов	ГЛ
шума	ГМ
гармонических сигналов специальной формы	ГС
сигналы специальной формы	ГФ
прочие	ГП

1	2
<b>ДЕТЕКТОРЫ - Д:</b>	
амплитудные	ДА
импульсные	ДИ
частотные	ДС
фазовые	ДФ
прочие	ДП
<b>СХЕМЫ ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ - Е:</b>	
выпрямители	ЕВ
стабилизаторы напряжения импульсные	ЕК
преобразователи	ЕМ
стабилизаторы напряжения непрерывные	ЕН
схемы источников вторичного питания	ЕС
стабилизаторы тока	ЕТ
прочие	ЕП
<b>СХЕМЫ АРИФМЕТИЧЕСКИХ И ДИСКРЕТНЫХ УСТРОЙСТВ - И:</b>	
арифметико-логические устройства	ИА
шифраторы	ИБ
дешифраторы	ИД
счетчики	ИЕ
комбинированные	ИК
полусумматоры	ИЛ
сумматоры	ИМ
регистры	ИР
прочие	ИП
<b>КОММУТАТОРЫ И КЛЮЧИ - К:</b>	
напряжения	КН
тока	КТ
прочие	КП
<b>ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ - Л:</b>	
элемент И-НЕ	ЛА
элемент И-НЕ/ИЛИ НЕ	ЛБ
расширители	ЛД
элемент ИЛИ-НЕ	ЛЕ
элемент И	ЛИ
элемент И-ИЛИ-НЕ/И-ИЛИ	ЛК
элемент ИЛИ	ЛЛ
элемент ИЛИ-НЕ/ИЛИ	ЛМ
элемент НЕ	ЛН
элемент И-ИЛИ-НЕ	ЛР
элемент И-ИЛИ	ЛС
прочие	ЛП

1	2
<b>МОДУЛЯТОРЫ - М:</b>	
амплитудные	МА
импульсные	МИ
частотные	МС
фазовые	МФ
прочие	МП
<b>НАБОРЫ ЭЛЕМЕНТОВ - Н:</b>	
диоды	НД
конденсаторы	НЕ
комбинированные	НК
резисторы	НР
транзисторы	НТ
функциональные	НФ
прочие	НП
<b>ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ - П:</b>	
цифроаналоговые	ПА
аналого-цифровые	ПВ
длительности	ПД
умножители частоты аналоговые	ПЕ
делители частоты аналоговые	ПК
мощности	ПМ
напряжения	ПН
код-код	ПР
частоты	ПС
уровня	ПУ
делители частоты цифровые	ПЦ
прочие	ПП
<b>СХЕМЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ - Р:</b>	
ассоциативные ЗУ	РА
постоянные (ПЗУ)	РВ
ПЗУ (масочные) со схемами управления	РЕ
ОЗУ	РМ
ПЗУ со схемами управления	РР
ОЗУ со схемами управления	РУ
ПЗУ со схемами управления и программированием	РТ
ПЗУ с электронной записью информации	РФ
ЗУ на ЦМД	РЦ
прочие	РП

СХЕМЫ СЕЛЕКЦИИ И СРАВНЕНИЯ - С:	
амплитудные (уровня сигнала)	СА
временные	СВ
частотные	СС
фазовые	СФ
прочие	СП
ТРИГГЕРЫ - Т:	
типа JK (универсальные)	ТВ
динамические	ТД
комбинированные (типов DT, RST и т.п.)	ТК
Шмидта	ТЛ
типа D (с задержкой)	ТМ
типа RS (с отдельным запуском)	ТР
типа T (счетные)	ТТ
прочие	ТП
УСИЛИТЕЛИ - У:	
высокой частоты	УВ
операционные	УД
повторители	УЕ
импульсных сигналов	УИ
широкополосные	УК
индикации	УМ
низкой частоты	УН
промежуточной частоты	УР
дифференциальные	УС
постоянного тока	УТ
прочие	УП
ФИЛЬТРЫ — Ф:	
верхних частот	ФВ
нижних частот	ФН
полосовые	ФЕ
режекторные	ФР
прочие	ФП
МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ — Х:	
аналоговые	ХА
цифровые	ХЛ
комбинированные	ХК
прочие	ХП

### *Примечания*

1. Интегральные микросхемы, предназначенные для широкого применения, имеют вначале маркировки букву «К» (применение таких микросхем в аппаратуре связи и РТС военного назначения запрещено, так как они не обеспечивают стабильность параметров и характеристик специальных РЭС).

2. В радиоэлектронных средствах военного назначения помимо ИМС с маркировкой без буквы «К» могут применяться ИМС со специальной маркировкой предприятия-изготовителя.

3. Интегральные микросхемы бескорпусного исполнения и без присоединенных к кристаллу выводов перед обозначением серии имеют дополнительную букву «Б».

4. Интегральные микросхемы в бескорпусном исполнении, но с присоединенными выводами имеют в конце условного обозначения (через дефис) цифру, характеризующую модификацию конструктивного исполнения.

5. В некоторых сериях ИМС в конце условного обозначения ставится буква, определяющая материал корпуса данного типоминнала: буква «П» (Р) соответствует пластмассовому корпусу, а буква «М» - металлокерамическому корпусу. Если вся данная серия ИМС выполняется в одинаковых корпусах, то буква «П» (Р) или «М» ставится перед обозначением серии.

6. Иногда в конце условного обозначения добавляется буква, определяющая разброс электрических параметров данного типоминнала.

### *Примеры маркировки*

КМ 155ЛА3 - полупроводниковая ИМС широкого применения в металлокерамическом корпусе, порядковый номер разработки данной ИМС - 55, серия - 155, логический элемент И-НЕ, порядковый номер разработки ИМС в данной серии - 3.

1533ИД2 - полупроводниковая ИМС военного назначения, порядковый номер разработки данной ИМС - 533, серия - 1533, дешифратор, порядковый номер разработки ИМС в данной серии - 2.

КР228УВ1 - гибридная ИМС широкого применения в пластмассовом корпусе, порядковый номер разработки данной ИМС - 28, серия 228, усилитель высокой частоты, порядковый номер разработки ИМС в данной серии - 1.

## **4.2. Маркировка ИМС до 1973 года**

Интегральные микросхемы, разработанные до 1973 года, имеют маркировку, состоящую из четырех элементов, которые в основном аналогичны соответствующим элементам действующей маркировки (рис. 4.2).

**Первый элемент** - цифра, определяющая конструктивно-технологическое исполнение ИМС.

1,5- полупроводниковые ИМС;

2, 4,6, 8 - гибридные ИМС;

- 3 - ИМС на основе пленочной технологии;  
7 - бескорпусные полупроводниковые ИМС.

<b>Серия I+ III</b>			
<b>X</b>	<b>XX буквы</b>	<b>XX</b>	<b>X</b>
<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>

Рис. 4.2. Маркировка ИМС до 1973 года

**Второй** элемент - две буквы, определяющие функциональное назначение ИМС (см. таблицу 4.1). Первая буква соответствует подгруппе интегральных схем, а вторая буква - виду интегральной схемы в данной подгруппе.

**Третий** элемент - две цифры (от 01 до 99), обозначающие порядковый номер разработки данной ИМС.

Цифры первого и третьего элементов (всего три цифры) образуют серию интегральной микросхемы.

**Четвертый элемент** - цифра, обозначающая порядковый номер разработки ИМС в данной серии.

#### *Примеры маркировки*

1ИЕ331 - полупроводниковая ИМС, порядковый номер разработки данной ИМС – 33, серия 133, счетчик, порядковый номер разработки ИМС в данной серии - 1.

2УН282 - гибридная интегральная схема, порядковый номер разработки данной ИМС- 28, серия 228, усилитель низкой частоты, порядковый номер разработки ИМС в данной серии - 2.

**Примечание.** В данной маркировке буква «К» не предусмотрена, поэтому назначение конкретной серии ИМС (широкого применения или специального назначения) определялось по справочным параметрам и характеристикам

### 4.3. Маркировка ИМС по ГОСТ- 88

По принятой системе (ГОСТ 17467–88) обозначение ИС должно состоять из четырех элементов (рис. 4.3).

Область применения		Серия				Буква – тип корпуса
<b>К</b>	<b>Тип корпуса</b>	<b>X</b>	<b>XXXX</b>	<b>XX</b>	<b>XXX</b>	<b>- X</b>
		<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	

Рис. 4.3. Маркировка ИМС по ГОСТ- 88

**Первый элемент** – цифра, соответствующая конструктивно-технологической группе: 1, 5, 7 – полупроводниковые ИС (обозначение 7 присвоено бескорпусным полупроводниковым ИС); 2, 4, 6, 8 – гибридные ИС; 3 – ИС прочие (пленочные, вакуумные и керамические и т.д.).

**Второй элемент** – 2 - 4 цифры, обозначающие порядковый номер разработки серии микросхем.

**Третий элемент** – две буквы, обозначающие функциональное назначение микросхемы (табл. 4.1).

**Четвертый элемент** – порядковый номер разработки микросхем по функциональному признаку в данной серии. Он может состоять как из одной цифры, так и из нескольких цифр.

#### 4.4. Особенности расшифровки маркировки ИМС

Расшифровка интегральных микросхем должна обязательно содержать 6 - 7 пунктов:

- 1 – область применения;
- 2 – тип корпуса (может отсутствовать);
- 3 – конструктивно-технологическое исполнение;
- 4 – порядковый номер разработки ИМС;
- 5 – серия;
- 6 – функциональное назначение;
- 7 – порядковый номер разработки в данной серии.

#### 4.5. Задачи и упражнения

- 4.1. Расшифровать маркировку следующих интегральных схем К140УД14; 1800ВБ2; Р119ГГ1.
- 4.2. Расшифровать маркировку следующих интегральных схем К531ЛН1; 140УД11; 1800ВБ2.
- 4.3. Расшифровать маркировку следующих интегральных схем 140УД2; 133ЛА1; К1800ВБ1.
- 4.4. Расшифровать маркировку следующих интегральных схем 133ЛА4; КР119УТ1; 155ПР6.
- 4.5. Расшифровать маркировку следующих интегральных схем К174УН7; К133ЛА1; 511ПР7.
- 4.6. Расшифровать маркировку следующих интегральных схем К155ЛА8; Б106ЛБ1А-1; КР134ТМ2

## 5. АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

### 5.1. Электрофизические параметры структуры интегральных микросхем

При разработке топологии полупроводниковых микросхем рассчитывают геометрические размеры элементов, особенно активных, электрофизические характеристики полупроводниковых подложек, диффузионных слоев. Для этой цели используют уравнения непрерывности, Пуассона, а также уравнения, определяющие плотность тока и распределение примесей в рабочих слоях. При расчете геометрических размеров элементов гибридных микросхем использовать указанные уравнения нет необходимости. Ниже приводятся рассчитываемые параметры.

Для биполярных транзисторов: коэффициенты передачи тока в схеме с общей базой  $h_{21Б}$ , и общим эмиттером  $h_{21Э}$  и их температурный разброс; сопротивления базы и тела коллектора; емкости эмиттерного и коллекторного переходов и паразитная емкость изоляции; напряжения пробоя коллекторного перехода и участка эмиттер - коллектор; максимальный рабочий ток; граничные частоты.

Для МОП-транзисторов: крутизна; пороговое напряжение; температурный разброс крутизны; температурный разброс порогового напряжения; постоянная времени крутизны; емкости затвор - исток, затвор - сток, исток - подложка и др.; сопротивления истока и стока; сопротивления исток - подложка, сток - подложка и др.

Наибольшее количество слоев имеют микросхемы на основе биполярных транзисторов (рис. 5.1): эмиттерный, базовый, скрытый  $n^+$ -слой - диффузионные и коллекторный слои; подложка  $p$ -типа (при изоляции  $p$ - $n$ -переходом). Для изготовления микросхем на основе МОП-транзисторов необходим лишь один диффузионный слой (рис. 5.2).

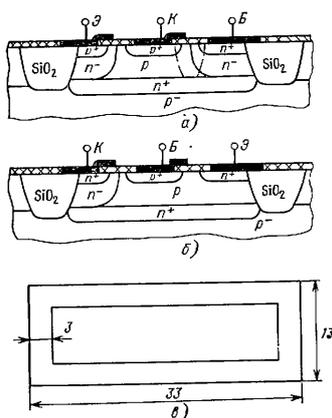


Рис. 5.1. Структура изопланарных транзисторов типа  $p$ - $n$ - $p$  (а) и  $n$ - $p$ - $n$  (б) на эпитаксиальных пленках типа  $p$ - $p$  и геометрия фотошаблона для изоляционной области  $\text{SiO}_2$  (в)

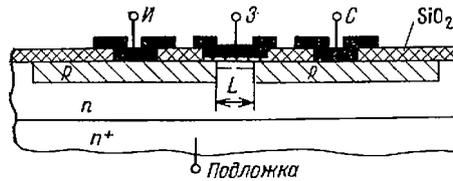


Рис. 5.2. Структура МДП-транзистора с индуцированным  $p$ -каналом

Для полной характеристики электрических параметров слоев и переходов, образующих элементы микросхем, необходимо знать толщины слоев пространственных зарядов  $p$ - $n$ -переходов, удельную барьерную емкость  $C_0$  и ее зависимость от напряжения, удельные сопротивления слоев  $R_s$ , тепловые токи  $I_0$  и разброс всех этих величин. Кроме того, необходимо знать, как влияет падение напряжения в активной базовой области транзистора на плотность эмиттерного тока.

Биполярные  $n$ - $p$ - $n$ -транзисторы наиболее широко используются в биполярных микросхемах. Отличие структуры транзистора, как элемента микросхемы, от структуры дискретного транзистора приводит к различию в электрических характеристиках. На рис. 5.3 показана структура интегрального биполярного  $n$ - $p$ - $n$ - транзистора.

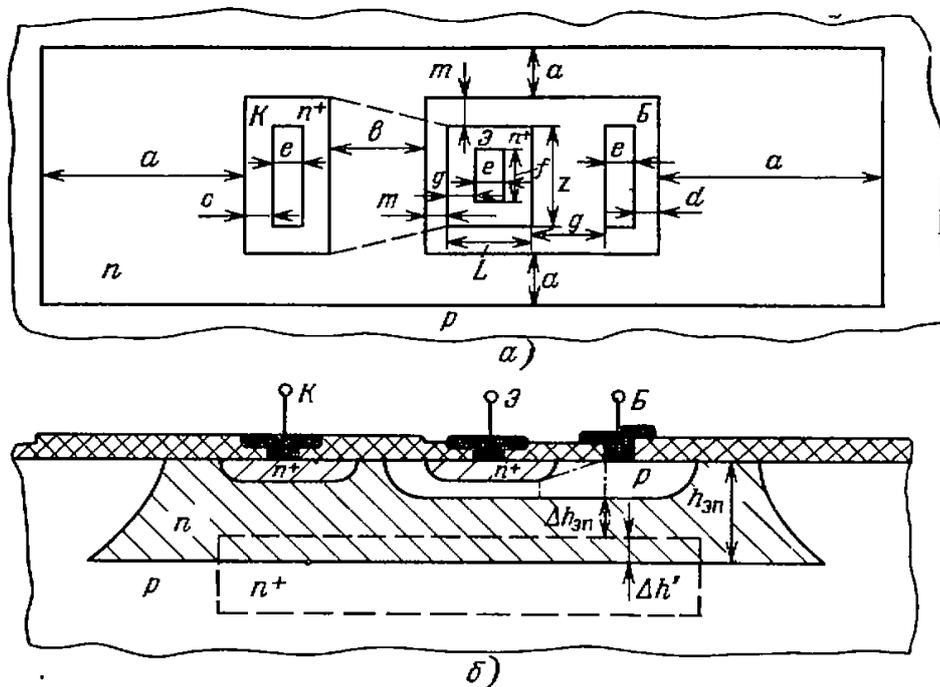


Рис. 5.3. Топология (а) и структура (б) интегрального биполярного транзистора

В отличие от дискретного транзистора, в рассматриваемой структуре присутствует изолирующий  $p$ - $n$ -переход и все выводы расположены с одной

стороны подложки. Параметры диффузионных слоев и подложки определяют параметры транзисторов и других элементов (резисторов и конденсаторов), входящих в состав микросхемы. Как правило, параметры диффузионных слоев и подложки выбираются исходя из обеспечения требуемых параметров транзисторов.

Необходимость использования изолирующего  $p-n$ -перехода приводит к появлению паразитного  $p-n-p$ -транзистора (коллекторный  $p-n$ -переход  $n-p-n$ -транзистора и изолирующий  $p-n$ -переход) и увеличению сопротивления тела коллектора. Параметры паразитного транзистора в значительной степени влияют на параметры  $n-p-n$ -транзистора.

**Сопротивление тела коллектора**  $r_{кк}$  определяет быстродействие транзистора. Для его уменьшения используется скрытый  $n+$ -слой. Для расчета сопротивления  $r_{кк}$  коллекторную область разбивают на участки простой конфигурации, для которых несложно подсчитать вносимое ими сопротивление. На рис. 5.4 представлены такие конфигурации: прямоугольный параллелепипед ( $a$ ,  $b$ ,  $z$ ) с размером  $b$  в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка, прямая трапециевидальная призма ( $b$ ).

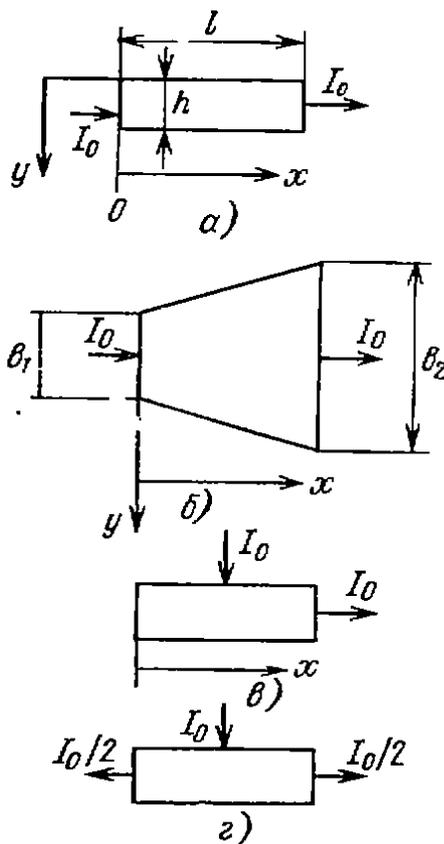


Рис. 5.4. Простейшие конфигурации для определения сопротивления коллектора ( $h = k$ )

На рисунке показаны токи, протекающие в направлении, перпендикулярном соответствующим поверхностям, и имеющие постоянную плотность. Рассчитанное с помощью разбиения на участки простой конфигурации сопротивление  $r_{\text{кк}}$  имеет завышенное значение, так как предполагается, что линии коллекторного тока направлены либо перпендикулярно, либо параллельно поверхности в плоскости рисунка. Сопротивление конфигурации  $r_0$  на рис. 5.4 выражается через рассеиваемую мощность

$$r_0 I_0^2 = \int_0^l I^2(x) dr_0, \quad (5.1)$$

где  $I_0$  - полный ток, протекающий через конфигурацию;

$I(x)$  ток, протекающий через нормальную плоскость конфигурации с координатой  $x$ ;

$dr_0$  - сопротивление участка конфигурации длиной  $dx$ .

Для конфигураций рис. 5.4, *в*, *з* интегрирование проводится также и по оси  $y$ . Сопротивления конфигурации определяются следующим образом:

$$r_0 = \frac{\rho l}{kb} \quad (\text{рис. 5.4, а}); (5.2, а)$$

$$r_0 = \frac{\rho l}{[k(b_2 - b_1)]} \ln \frac{b_2}{b_1} \quad (\text{рис. 5.4, б}); (5.2, б)$$

$$r_0 = \frac{\rho}{3b} \left( \frac{l}{k} + \frac{k}{l} \right) \quad (\text{рис. 5.4, в}); (5.2, в)$$

$$r_0 = \frac{\rho l}{6b} \left( \frac{l}{2k} + \frac{2k}{l} \right) \quad (\text{рис. 5.4, з}). (5.2, з)$$

## 5.2. Проектирование диодов и транзисторов с барьером Шотки

Диод Шотки (ДШ) представляет собой контакт металла с полупроводником. Его отличает от диодов на основе  $p$ - $n$ -переходов то что ДШ работает *на основных носителях*. В транзисторе с барьером Шотки (ТШ) отсутствует накопление и рассасывание избыточных носителей.

**Вольт-амперная характеристика ДШ.** Простейшая структура ДШ в микросхеме показана на рис. 5.5, *а*. При больших концентрациях примесей в месте перехода металл полупроводник образуется омический контакт, поэтому в полупроводнике концентрации примесей  $N \leq 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ . Диоды Шотки могут изготавливаться на полупроводнике как  $n$ -, так и  $p$ -типа. Однако из-за большей подвижности электронов они обычно формируются на полупроводнике  $n$ -типа.

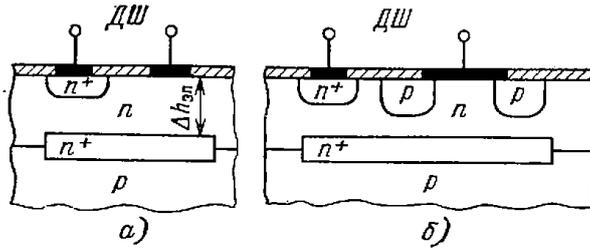


Рис. 5.5. Структура диодов Шотки без охранного кольца (а) и с охранным кольцом (б)

На рис. 5.6 представлена зонная диаграмма контакта металл - полупроводник *n*-типа в условиях термодинамического равновесия.

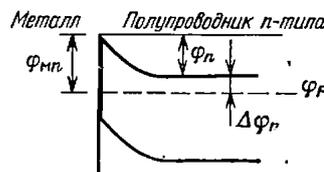


Рис. 5.6. Зонная диаграмма диода Шотки

На рисунке:  $\varphi_{мп}$  - высота потенциального барьера контакта металл - полупроводник;  $\varphi_n$  - величина, аналогичная контактной разности потенциалов в *p-n*-переходе:

$$\Delta\varphi_n = \frac{\Delta E_g}{2} - \varphi_T \ln\left(\frac{N_d}{n_i}\right) \quad (5.3)$$

- разность потенциалов между дном зоны проводимости полупроводника и уровнем Ферми  $\varphi_F$ . Здесь  $\Delta E_g$  - ширина запрещенной зоны. Для *p*-полупроводника величина  $\Delta\varphi_p$ , аналогичная  $\Delta\varphi_n$ , получается из (1) заменой на  $N_a$ . При приложении напряжения к диоду значение  $\varphi_{мп}$  остается неизменным, а  $\varphi_n$  заменяется на  $\varphi_n - U$ , где  $U$  - внешнее напряжение. В табл. 5.1 представлены значения  $\varphi_{мп}$  для *n*-кремния в зависимости от металла, образующего ДШ. Если с помощью данного металла образуются ДШ на полупроводниках *n*- и *p*-типов, то  $\varphi_{мп} + \varphi_{мр} = \Delta E_g$ , где  $\varphi_{мр}$  - величина, аналогичная  $\varphi_{мп}$ .

Таблица 5.1

Высота потенциального барьера контакта металл - кремний для кремния *n*-типа

Металл	Na	Zr	Mo	W	Ni	Ag	Al	Cu	Pd	PtSi	Au	Pt
$\varphi_{мп}, В$	0,43	0,55	0,59	0,67	0,68	0,76	0,77	0,77	0,78	0,82	0,84	0,86

Вольт-амперная характеристика ДШ записывается в виде, аналогичном ВАХ  $p$ - $n$ -перехода:

$$j = j_{0ш} [\exp(U/\varphi_T) - 1], \quad (5.4, a)$$

$$j_{0ш} = A^* T^2 \exp(-\varphi_{mn}/\varphi_T) \quad (5.4, б)$$

где  $T$  - температура, К;

$A^*$  - постоянная Ричардсона. Для  $n$ -полупроводника  $A^* = 112$  А/(см<sup>2</sup>К<sup>2</sup>) (для  $p$ -полупроводника,  $\varphi_{mn}$  заменяется на  $\varphi_{mp}$  и  $A^* = 32$  А/см<sup>2</sup>К<sup>2</sup>).

Отличие ВАХ диода Шотки от ВАХ диода на основе  $p$ - $n$ -перехода определяется только выражением для тока  $j_{0ш}$  и меньшими величинами напряжения ДШ в открытом состоянии ( $U \leq 0,2 - 0,5$  В).

Зависимость ширины слоя пространственного заряда ДШ ( $\Delta d_n$ ) от напряжения аналогична соответствующему соотношению для  $p$ - $n$ -перехода с сильно различающимися концентрациями примесей

$$\Delta d_n = \left\{ \left[ \frac{2\varepsilon_n \varepsilon_0}{qN_d} \right] (\varphi_n - U - \varphi_T) \right\}^{1/2}. \quad (5.5)$$

Величина  $\varphi_T$  появляется в (5.5) из-за влияния подвижных носителей на напряженность электрического поля. Из соотношения (5.5) следует, что напряжение пробоя ДШ должно совпадать с напряжением пробоя  $p$ - $n$ -перехода, когда последнее зависит от концентрации примесей лишь в базовой области. Однако в структуре рис. 5.5, а напряжение пробоя существенно меньше, так как определяется пробоем внешней части ДШ, которая действует аналогично закруглению перехода с малым радиусом кривизны. Это же явление приводит к увеличению тока  $j_{0ш}$  по сравнению с расчетным. Для устранения указанного эффекта делают охранное кольцо (рис. 5.5, б), которое препятствует влиянию краевых явлений.

Температурная зависимость напряжения ДШ в открытом состоянии, определенная из (5.4), имеет вид

$$\frac{dU}{dT} = \frac{d\varphi_{mn}}{dT} + \frac{\varphi_T}{T} \left( \ln \frac{j}{A^* T^2} - 2 \right). \quad (5.6)$$

Значение  $\frac{d\varphi_{mn}}{dT} \approx -0,2$  мВ/°С. Анализ (5.6) показывает, что температурная зависимость ДШ в 1,5 - 2 раза слабее, чем у диодов на основе  $p$ - $n$ -перехода.

### 5.3. Проектирование элементов МДП-интегральных полупроводниковых микросхем

#### 5.3.1. Проектирование МДП-конденсаторов

Конденсаторы со структурой МДП требуют изготовления тонкого оксида, такого же, как и у МДП-транзисторов. Поэтому их использование в микросхемах на биполярных транзисторах не целесообразно, так как это приводит к усложнению технологии изготовления биполярных микросхем. Применение МДП-конденсаторов целесообразно только в микросхемах на основе МДП-транзисторов.

**Идеальный МДП-конденсатор.** На рис. 5.7, а показана упрощенная структура МДП-конденсатора. Обычно в качестве диэлектрика этих конденсаторов используется диоксид кремния. Верхняя обкладка конденсатора - металл, нижняя - полупроводник *n*- или *p*-типа.

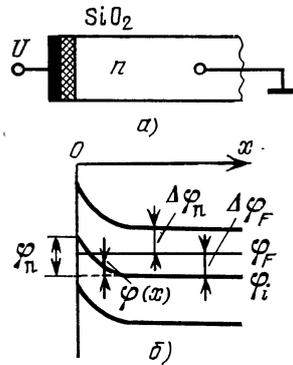


Рис. 5.7. Структура (а) и зонная диаграмма (б) МДП-конденсатора

Рассмотрим характеристики идеального конденсатора, в котором не учитываются поверхностные состояния на границе диэлектрик - полупроводник, разность работ выхода структуры диэлектрик – металл - полупроводник и заряд в диэлектрике. Его емкость

$$C = C_d C_{\pi} / (C_d + C_{\pi}), \quad (5.7)$$

где  $C_d$  - емкость, определяемая диэлектриком;

$C_{\pi}$  - дифференциальная емкость полупроводника.

Удельная емкость, определяемая диэлектриком,

$$C_{0d} = \epsilon_d \epsilon_0 / d_d, \quad (5.8)$$

где  $d_d$  - толщина диэлектрика.

Дифференциальная емкость  $C_{\pi}$  зависит от величины заряда в приповерхностном слое полупроводника и протяженности слоя.

На рис. 5.7, б показана зонная диаграмма границы диэлектрик - полупроводник:  $\varphi_{\text{п}}$  - поверхностный потенциал;  $\varphi(x)$  - функция потенциала от координаты [ $\varphi(0) = \varphi_{\text{п}}$  и  $\varphi(\infty) = 0$ ];  $\varphi_{\text{F}}$  - потенциал Ферми;  $\varphi_i$  - потенциал середины запрещенной зоны;  $\Delta\varphi_{\text{F}} = \varphi_i - \varphi_{\text{F}}$  вне приповерхностного слоя. Будем полагать, что для полупроводника  $n$ -типа  $\Delta\varphi_{\text{F}} < 0$  и  $\varphi_n < 0$ . Если  $|\varphi_{\text{п}}|$  увеличивается, то концентрация электронов в поверхностном слое уменьшается и образуется область пространственного заряда толщиной

$$d_{\text{п}} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\text{п}}\varepsilon_0|\varphi_n|}{qN_{\text{д}}}}. \quad (5.9)$$

При  $|\varphi_n| > |\Delta\varphi_{\text{F}}|$  происходит инверсия типа проводимости, а при  $|\varphi_n| \geq 2|\Delta\varphi_{\text{F}}|$  - сильное обогащение дырками.

На рис. 5.8 представлена зависимость емкости  $C$  (5.7) от внешнего напряжения. Кривая  $a$  соответствует статическому режиму. Для плоских зон ( $\varphi_n = 0$ )

$$C_{\text{п}} = \frac{\sqrt{2}\varepsilon_{\text{п}}\varepsilon_0}{L_D}, \quad (5.10)$$

где  $L_D \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\text{п}}\varepsilon_0\varphi_{\text{T}}}{qN_{\text{д}}}}$  - длина Дебая.

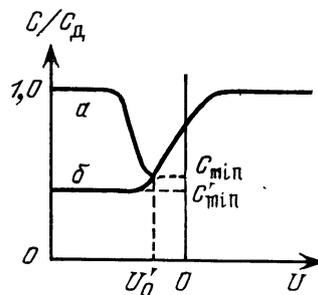


Рис. 5.8. Зависимость емкости от внешнего напряжения

При  $\varphi_n = 2\Delta\varphi_{\text{F}}$  - наступает сильная инверсия и ширина слоя пространственного заряда достигает максимального значения

$$d_{\text{п max}} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\text{п}}\varepsilon_0|\Delta\varphi_{\text{F}}|}{qN_{\text{д}}}}. \quad (5.11)$$

Соответствующее  $d_{\text{п max}}$  напряжение (квазипороговое)

$$U'_0 \approx -\frac{Q_{\text{п}}}{C_{\text{од}}} + 2\Delta\varphi_F \approx -\frac{qN_{\text{д}}d_{\text{п max}}}{C_{\text{од}}} + 2\Delta\varphi_F, \quad (5.12)$$

где  $Q_{\text{п}} = Q_{\text{р}} + qN_{\text{д}}d_{\text{п max}}$  - плотность положительного заряда в приповерхностном слое;  $Q_{\text{р}}$  - соответствующая плотность пространственного заряда дырок. В выражении (5.12) полагалось, что  $-Q_{\text{р}} \ll qN_{\text{д}}d_{\text{п max}}$ . Дальнейшее увеличение  $|\varphi_{\text{п}}|$  вызывает появление пространственного заряда дырок, экранирующего внутренний слой пространственного заряда, что вызывает возрастание емкости  $C$  ( $U < 0$ ). При рабочих частотах  $f > 100$  Гц пространственный заряд дырок не успевает отслеживать изменение напряжения, и емкость  $C$  не возрастает (рис. 5.8, кривая б,  $U < 0$ ).

В диапазоне изменений  $0 < |\varphi_{\text{п}}| < 2|\Delta\varphi_F|$

$$C_{\text{п}} = \frac{\varepsilon_{\text{п}}\varepsilon_0}{d_{\text{п}}}. \quad (5.13)$$

Как следует из (5.7),

$$C'_{\text{о min}} = \frac{\varepsilon_{\text{д}}\varepsilon_0}{d_{\text{д}} + \left(\frac{\varepsilon_{\text{д}}}{\varepsilon_{\text{п}}}\right)d_{\text{п max}}}. \quad (5.14)$$

Величина  $\Delta\varphi_{\text{п}}$  (рис. 5.7, б) находится из соотношения

$$\Delta\varphi_{\text{п}} = \frac{\Delta E_{\text{г}}}{2} - \varphi_{\text{т}} \ln\left(\frac{N_{\text{д}}}{n_{\text{i}}}\right),$$

а величина  $\Delta\varphi_{\text{F}}$

$$\Delta\varphi_{\text{F}} = \Delta\varphi_{\text{п}} - \frac{\Delta E_{\text{г}}}{2} = -\varphi_{\text{т}} \ln\left(\frac{N_{\text{д}}}{n_{\text{i}}}\right). \quad (5.15)$$

**Реальный МДП-конденсатор.** На рис. 5.9 показана структура МДП-конденсатора, используемая в микросхемах ( $d_{\text{д}}$  - толщина пленки диэлектрика). Отличие ее от структуры на рис. 5.7 состоит в том, что для уменьшения последовательного сопротивления нижней обкладки конденсатора используется  $n^+$ -слой. Наличие последнего также уменьшает зависимость емкости от внешнего напряжения.

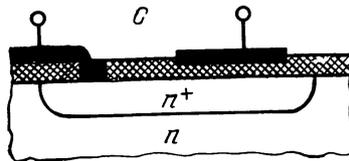


Рис. 5.9. Структура интегрального МДП-конденсатора

Анализ поверхностных состояний на границе раздела Si - SiO<sub>2</sub> показывает, что их учет эквивалентен введению в (5.12) некоторого заряда  $Q_{п.с}$  поверхностных состояний, причем независимо от кристаллографической ориентации,  $Q_{п.с} > 0$ . В табл. 5.2 представлены значения плотности заряда  $Q_{п.с}$  для различных кристаллографических плоскостей.

Таблица 5.2

Плотность заряда поверхностных состояний

Кристаллографическая плоскость	$\langle 111 \rangle$	$\langle 110 \rangle$	$\langle 100 \rangle$
$(Q_{п.с./q}) \cdot 10^{-11}, \text{ см}^{-2}$	5,0	2,0	0,9

Разность работ выхода структуры металл – диэлектрик - полупроводник

$$\varphi_{\text{МДП}} = \varphi_{\text{М}} - \varphi_{\text{п.д}} - \frac{\Delta E_g}{2} - \Delta\varphi_F, \quad (5.16)$$

где  $\varphi_{\text{М}}$  и  $\varphi_{\text{п.д}}$  - работа выхода металла и высота потенциального барьера на границе полупроводник – диэлектрик;

$\Delta E_g$  – ширина запрещенной зоны.

Для границы раздела Si - SiO<sub>2</sub>  $\varphi_{\text{п.д}} = 4,35$  В при  $T = 300$  К. Значения  $\varphi_{\text{М}}$  для различных металлов приведены в табл. 5.3. Учетом также пространственный заряд, обычно присутствующий к диэлектрике ( $Q_{\text{д}}$ ).

Таблица 5.3

Работа выхода металлов барьера на границе полупроводник - диэлектрик

Металл	Mg	Al	Ni	Cu	Ag	Pt	Au
$\varphi_{\text{М}}, \text{ В}$	3,7	4,3	4,5	4,4	4,3	5,3	4,8

Рассмотренные три фактора влияют на величину  $U'_0$ . С их учетом из (5.12)

$$U_0 = -\frac{(Q_{\text{п}} + Q_{\text{п.с}} + Q_{\text{д}})}{C_{\text{од}}} + 2\Delta\varphi_F + \varphi_{\text{МДП}}, \quad (5.17, a)$$

где  $U_0$  - пороговое напряжение транзистора.

Как правило,  $Q_{\text{д}} > 0$  и его значение определяется качеством технологического процесса изготовления микросхем. Оно может меняться в довольно широких пределах, ухудшая стабильность  $U_0$ . Для обеспечения постоянства  $U_0$  необходимо, чтобы  $Q_{\text{д}} \ll (Q_{\text{п}} + Q_{\text{п.с}})$ . Специальные методы стабилизации  $Q_{\text{д}}$  позволяют обеспечить  $Q_{\text{д}} < 10^{-8}$  Кл/см<sup>2</sup>, что снижает его влияние [ $Q_{\text{п.с}} = (1,4...8,0) \cdot 10^{-8}$  Кл/см<sup>2</sup>, табл. 5.2]. Поэтому при оценочных расчетах  $Q_{\text{д}}$  можно не учитывать и использовать соотношение

$$U_0 = -\frac{(Q_n + Q_{nc})}{C_{од}} + 2\Delta\varphi_F + \varphi_{МДП}. \quad (5.17, б)$$

В табл. 5.4 показаны знаки величин, входящих в соотношение (5.17, б). В соответствии с выражением (5.17, б) наличие  $Q_{п.с}$  и  $\varphi_{МДП}$  вызывает сдвиг вольт-фарадной характеристики МДП-конденсатора по оси напряжений.

Таблица 5.4

Знаки величин, входящих в соотношение (5.17, б)

Тип проводимости полупроводника	Знаки величин			
	$Q_{п.с}$	$Q_n$	$\Delta\varphi_F$	$\varphi_{МДП}$
$n$	+	+	-	-
$p$	+	-	+	-

Иногда используются диэлектрики более сложной структуры: нитрид кремния ( $Si_3N_4$ ) - диоксид кремния - кремний. При этом для использования формулы (5.8) необходимо заменить  $\epsilon_d$  на эффективное значение

$$\epsilon_{д.эф} = \frac{\epsilon_{д1}\epsilon_{д2}d_d}{\epsilon_{д2}d_{д1} + \epsilon_{д1}d_{д2}}, \quad (5.18)$$

где  $\epsilon_{д1}$ ,  $\epsilon_{д2}$  и  $d_{д1}$ ,  $d_{д2}$  - диэлектрические проницаемости и толщины  $SiO_2$  и  $Si_3N_4$  соответственно.

Напряжение пробоя МДП-конденсатора определяется электрической прочностью  $SiO_2$ ; значение критической напряженности электрического поля  $E_{кр} = 6 \cdot 10^6$  В/см. Погрешность изготовления МДП-конденсатора при  $C_n \gg C_d$  определяется технологическими допусками на толщину диэлектрика

$$\frac{\Delta C_d}{C_d} \approx -\frac{\Delta d_d}{d_d}. \quad (5.19)$$

Обычно погрешность близка к 20 %. Температурная характеристика МДП-конденсатора определяется температурной зависимостью  $\epsilon_d$ .

### 5.3.2. Проектирование МДП-транзисторов

Наибольшее распространение в микросхемах на основе МДП-транзисторов получили транзисторы с индуцированным каналом.

**Электрические характеристики.** На рис. 5.10 показана структура МДП-транзистора с каналом  $p$ -типа. Канал обозначен на рисунке штриховой линией. Обычно электрод истока соединен с полупроводниковой пластиной. На рис. 5.11 представлена выходная ВАХ транзистора.

Обычно выходная характеристика МДП-транзистора имеет вид

$$I_c = b[(U_{з.и} - U_0)U_{с.и} - U_{с.и}^2/2], \quad (5.20)$$

где  $b$  - удельная крутизна

$$b = \frac{\varepsilon_d \varepsilon_0 \mu_p}{L d_d}; \quad (5.21)$$

$U_{з.и}$ ,  $U_{с.и}$  - напряжения между затвором и истоком, стоком и истоком соответственно;

$U_0$  - пороговое напряжение;

$Z$  - ширина канала;

$L$  - длина канала;

$d_d$  - толщина тонкого подзатворного оксида.

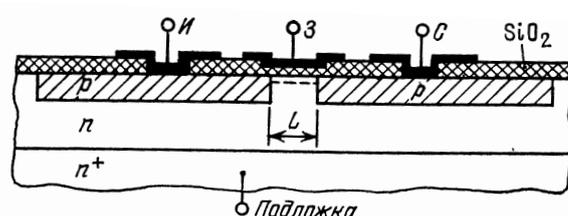


Рис. 5.10. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа

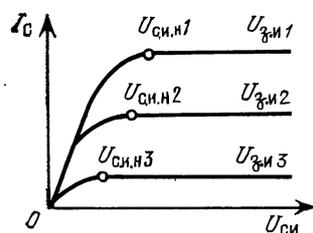


Рис. 5.11. Выходные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа

Напряжение, соответствующее началу области насыщения (пологий участок ВАХ),

$$U_{с.и.н} = U_{з.и} - U_0. \quad (5.22)$$

При  $|U_{с.и}| \geq |U_{с.и.н}|$  транзистор работает в области насыщения. Подставляя (5.22) в (5.20), получаем ВАХ

$$I_c = \frac{b(U_{з.и} - U_0)^2}{2}, \quad (5.23)$$

соответствующую области насыщения. Из (5.23) найдем крутизну транзистора на пологом участке

$$S = dI_c/dU_{зи} = b(U_{зи} - U_0), \quad (5.24, a)$$

или

$$S = \sqrt{2bI_c}. \quad (5.24, б)$$

Дифференцируя выражение (5.20) по  $U_{си}$ , получаем дифференциальное сопротивление транзистора на крутом участке

$$R_i = [b|U_{зи} - U_0 - U_{си}|]^{-1}, \quad (5.25)$$

а при  $|U_{си}| \ll |U_{зи} - U_0|$  сопротивление канала

$$R_0 = [b|U_{зи} - U_0|]^{-1}, \quad (5.26)$$

Быстродействие МДП-транзистора определяется двумя основными параметрами: временем пролета носителей через канал  $t_k = L/v_0$  и постоянной времени заряда емкости затвора через сопротивление канала  $\tau_s$ . Обычно  $t_k$  существенно меньше  $\tau_s$ , и поэтому  $t_k$  пренебрегают. Величина  $\tau_s$  (постоянной времени крутизны) запишется как

$$\tau_s = R_0 C_3 = \frac{L^2}{[\mu_p |U_{зи} - U_0|]}, \quad (5.27)$$

где емкость затвора

$$C_3 = \frac{\varepsilon_d \varepsilon_0 ZL}{d_d}. \quad (5.28)$$

В качестве материала затвора могут попользоваться не только металлы, но и высоколегированный поликристаллический кремний. Для последнего [см. (5.16)]

$$\varphi_{МДП} = \Delta\varphi_{Фп.к} - \Delta\varphi_{Фк}, \quad (5.29)$$

где  $\Delta\varphi_{Фп.к}$  и  $\Delta\varphi_{Фк}$  - разности потенциалов между серединой запрещенной зоны и уровнями Ферми [см. (5.16)] для поликристаллического кремниевого затвора и полупроводниковой пластины. Меняя значения  $\Delta\varphi_{Фп.к}$  и  $\Delta\varphi_{Фк}$ , можно

управлять пороговым напряжением, в частности уменьшать  $|U_0|$  в  $p$ -канальных транзисторах.

**Резисторы на основе МДП-транзистора.** В микросхемах на основе МДП-транзисторов в качестве резисторов обычно используются сами МДП-транзисторы. Сопротивление слоев диффузионных областей в  $p$ -канальных транзисторах  $R_s = 50 \dots 150 \text{ Ом}/\square$ , в то время как удельное сопротивление слоев канала составляет десятки килоом на квадрат. Это позволяет существенно уменьшить площадь, занимаемую резистором.

При использовании таких резисторов МДП-транзистор включается по схеме с общим стоком. На стоке поддерживается напряжение  $U_c$ , а на затворе -  $U_3$ . Различают два случая:  $|U_3 - U_0| \leq |U_c|$  и  $|U_3 - U_0| > |U_c|$ . В первом МДП-транзистор работает в пологой области ВАХ, во втором - в крутой. Используя уравнения (5.8), (5.21), (5.25), (5.26), получаем уравнения для дифференциального сопротивления МДП-резистора: для пологого участка ВАХ

$$R_{д.п} = L \left[ Z \mu C_{0д} |U_0| \left( \frac{U_{си}}{U_0} - 1 \right) \right]^{-1}; \quad (5.30, а)$$

для крутого участка ВАХ

$$R_{д.к} = L \left[ Z \mu C_{0д} |U_0| \left( \frac{U_{си}}{U_0} + \frac{\Delta U}{U_0} - 1 \right) \right]^{-1}, \quad (5.30, б)$$

где  $\Delta U = U_3 - U_c$ . Для увеличения  $R_d$  значение  $L/Z$  должно быть равно 1 - 10. Из (5.30) видно, что выражение (5.30, б) отличается от (5.30, а) сдвигом характеристики при  $U_{си}/U_0 = 0$  на величину  $\Delta U/U_0$ . Из (5.30) также следует нелинейная зависимость сопротивлений от напряжения. Однако этот недостаток, если он оказывает отрицательное влияние на микросхему, исправляется схемотехнически.

## 5.4. Задачи и упражнения

5.1. Рассчитать сопротивление тела коллектора при отсутствии и наличии скрытого  $n+$ -слоя. Будем полагать, что транзистор имеет структуру, показанную на рис. 5.3 при следующих значениях параметров:  $f = e = m = c = g = d = 4 \text{ мкм}$ ,  $b = z = L = q = 12 \text{ мкм}$ ;  $\Delta h_{эп} = 3 \text{ мкм}$ ;  $\Delta h' = 3 \text{ мкм}$ ;  $\rho_k = 0,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ; толщина скрытого  $n+$ -слоя 5 мкм, удельное сопротивление скрытого  $n+$ -слоя  $R_s = 10 \text{ Ом}/\square$ ; глубины залегания эмиттерного и коллекторного переходов равны 2 и 3 мкм соответственно. Будем считать боковые стенки диффузионных областей вертикальными.

### Указания

1. Скрытый  $n+$ -слой отсутствует. Разобьем область прохождения коллекторного тока на четыре участка (1 - 4 на рис. 5.12, а). Сопротивление  $r_{кк} = r_{01} + r_{02} + r_{03} + r_{04}$ . Первый участок [см. (5.2, в)] имеет  $r_{01}$ , второй [см. (5.2, б)] и штриховые линии (рис. 5.3, а) -  $r_{02}$ , третий [см. (5.2, в)] -  $r_{03}$ ; четвертый [см. (5.2, а)] -  $r_{04}$ .

2. Имеется скрытый  $n+$ -слой. Разобьем область прохождения коллекторного тока на пять участков (1 - 5 на рис. 5.12, б). Первый участок (5.2, б) имеет сопротивление  $r_{01}$ , второй (5.2, в) -  $r_{02}$ , третий (5.2, а) -  $r_{03}$ , четвертый (5.2, в) -  $r_{04}$ , пятый (5.2, а) -  $r_{05}$ .

Сравнить сопротивление тела коллектора при отсутствии и наличии скрытого  $n+$ -слоя. Обычно использование скрытого  $n+$ -слоя позволяет уменьшить сопротивление тела коллектора.

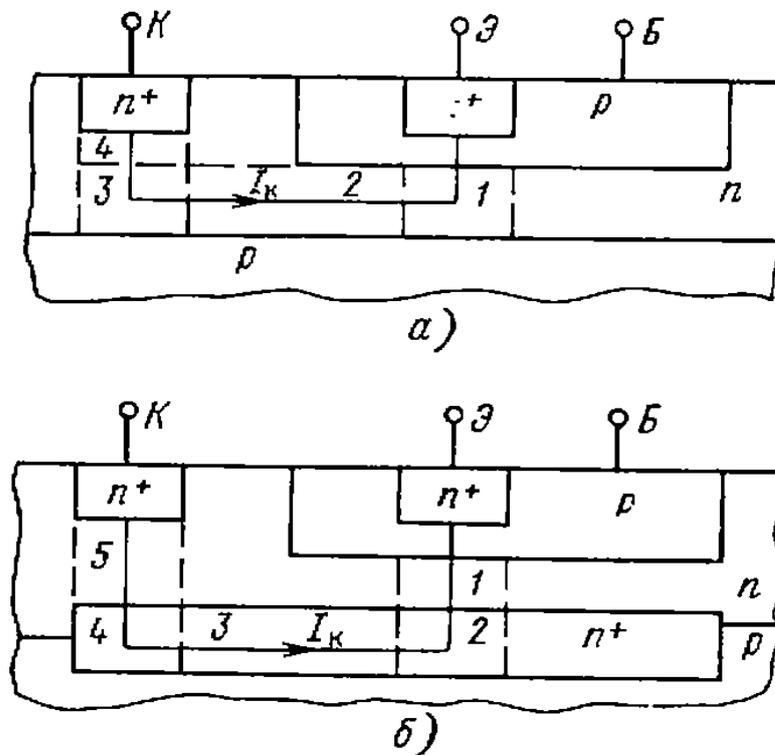


Рис. 5.12. Структура  $n-p-n$  транзистора для расчета сопротивления тела коллектора без  $n+$ -слоя (а) и с  $n+$ -слоем (б)

5.2. Для изготовления кремниевого транзистора типа  $n-p-n$  используется планарно-диффузионная технология без скрытого слоя. Какие операции необходимо выполнить в рамках данного технологического цикла? Перечислите по крайней мере пять последовательных этапов. Кремниевая пластина  $p$ -типа имеет толщину 0,127 – 0,152 мм и удельное сопротивление 10 Ом·м. Толщина эпитаксиального слоя 0,025 мм, толщина оксидного слоя 50 нм.

5.3. Рассчитать и построить ВАХ ДШ (кремний  $n$ -типа) при комнатной температуре ( $T = 300$  К) с контактами из Ni, Al и PtSi площадью  $S_{\text{ш}} = 100$  мкм<sup>2</sup> без учета сопротивления тела ДШ и температурную зависимость напряжения ДШ в открытом состоянии при плотности токов, равной 1 и 100 А/см<sup>2</sup>.

*Указания.*

1. Используя уравнение (5.4, б), значение  $A^* = 112$  А/(см<sup>2</sup>К<sup>2</sup>) и данные табл. 5.1, рассчитать значения плотности токов  $j_{0\text{ш}}$ , А/см<sup>2</sup> для Ni, Al и PtSi соответственно. Затем, используя уравнению (5.4, а) и учитывая, что  $I = jS_{\text{ш}}$ , задавая значение  $U$  в интервале от 0,2 до 0,6 В, рассчитать и построить ВАХ диодов Шотки.

2. Используя соотношения (5.6), где  $j$  в А/см<sup>2</sup> и  $dU/dT$  в мВ/°С при  $\frac{d\varphi_{\text{MN}}}{dT} \approx -0,2$  мВ/°С рассчитать значения  $dU/dT$  для  $j = 1$  А/см<sup>2</sup> и для  $j = 100$  А/см<sup>2</sup>

5.4. Рассчитать удельную емкость  $C_{0\text{д}}$ , отношение  $C'_{0\text{min}}/C_{0\text{д}}$ , пороговое напряжение  $U_0$ , напряжение пробоя  $U_{\text{проб}}$  МДП-конденсатора со структурой, показанной на рис. 5.9. Диэлектрик – SiO<sub>2</sub> толщиной  $d_{\text{д}} = 10^{-5}$  см с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{\text{д}} = 3,9$ . Поверхностную концентрацию донорной примеси  $N_{\text{сд}}$  примем равной  $10^{19}$  см<sup>-3</sup>. Контактная площадка выполнена из Al, кристаллографическая ориентация кремния  $\langle 111 \rangle$ . Считая, что  $d_{\text{п}}$  [см. (5.9)] мало, положим  $N_{\text{д}} = N_{\text{сд}} = \text{const}$ .

*Указания*

Из соотношения (5.8) находим  $C_{0\text{д}}$ . Из (5.8) и (5.14) находим формулу для вычисления отношения  $C'_{0\text{min}}/C_{0\text{д}}$ .  $\Delta\varphi_{\text{F}}$  и  $d_{\text{п max}}$  находим из выражений (5.11) и (5.15).

Используя формулу (5.16) и табл. 5.3 для определения  $\varphi_{\text{МДП}}$ , находим  $\varphi_{\text{M}}$ . С учетом (5.17, б) и табл. 5.2 определяем  $U_0$  при  $Q_{\text{пс}} = 5 \cdot 10^{11} q$ , и  $U_{\text{проб}} = E_{\text{кр}} d_{\text{д}}$ .

5.5. Рассчитать пороговые напряжения транзисторов с каналами  $n$ - и  $p$ -типов, изготовленных на кремнии с кристаллографической ориентацией  $\langle 100 \rangle$ . Будем считать, что концентрация примесей  $10^{14} \leq N \leq 10^{17}$  см<sup>-3</sup>, электрод затвора выполнен из Al, толщина подзатворного оксида (SiO<sub>2</sub>)  $d_{\text{д}} = 10^{-5}$  см.

*Указания.*

Для кремния  $n$ -типа (канал  $p$ -типа) с концентрацией доноров  $N_{\text{д}} = 10^{15}$  см<sup>-3</sup> из (5.15) определяем  $\Delta\varphi_{\text{F}}$ . Из (5.11), (5.12) при  $\epsilon_{\text{п}} = 11,7$  и  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{14}$  Ф/см получим  $Q_{\text{п}}$ , Кл/см<sup>2</sup>. Значения  $Q_{\text{п.с}}$ , [Кл/см<sup>2</sup>] и  $\varphi_{\text{МДП}}$  определяем используя табл. 5.2, 5.3 и (5.16). Тогда из (5.17, б) используя  $C_{0\text{д}}$  из задачи 5.4 определяем  $U_0$ . Для кремния  $p$ -типа (канал  $n$ -типа) с концентрацией акцепторов  $N_{\text{а}} = 10^{15}$  см<sup>-3</sup>, используя те же выражения и таблицы, определяем  $\Delta\varphi_{\text{F}}$ ;  $\varphi_{\text{МДП}}$ ;  $Q_{\text{п}}$ , пороговое напряжение  $U_0$ . Аналогично можно получить пороговые напряжения для МДП-транзисторов, изготовленных на кремнии с другими концентрациями примесей. Рассчитать и построить зависимости порогового напряжения МДП-транзистора с каналами  $n$ - и  $p$ -типа от концентрации примесей в полупроводниковой пла-

стине, концентрация меняется от  $10^{14} \leq N \leq 10^{17} \text{ см}^{-3}$ . Примерный вид зависимости приведен на рис. 5.13.

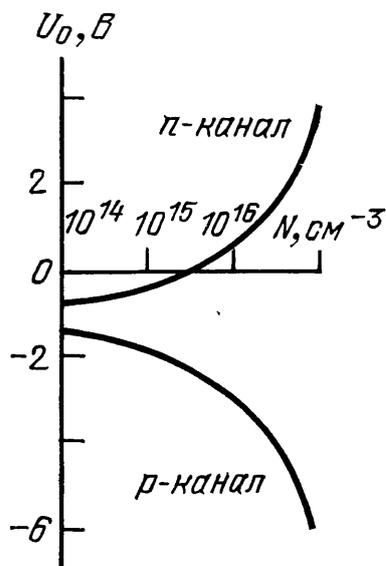


Рис. 5.13. Зависимости порогового напряжения МДП-транзистора от концентрации примесей в полупроводниковой пластине

5.6. Рассчитать зависимости дифференциальных сопротивлений  $R_{д.п}$  и  $R_{д.к}$  для  $p$ -канального транзистора. Примем:  $\mu_p = 200 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$ ,  $U_0 = -2,5 \text{ В}$ ,  $C_{0д} = 3,45 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}/\text{см}^2$  ( $d_d = 10^{-5} \text{ см}$ );  $L/Z = 1$ , а  $\Delta U/U_0 = 0; 1,5$ .

*Указания.*

Из (5.30, а) при  $\Delta U/U_0 = 0$  определяем зависимость дифференциального сопротивления  $R_{д.п}$ , а из (5.30, б) при  $\Delta U/U_0 = 1,5$  зависимость дифференциального сопротивления  $R_{д.к}$ .

## 6. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

### 6.1. Расчет тонкопленочных резисторов

**Конфигурации тонкопленочных резисторов.** Типовые конфигурации тонкопленочных резисторов приведены на рис. 6.1, *a - з*. Наиболее распространенной является прямоугольная форма, как самая простая по технологическому исполнению. Резистор в виде полосок занимает большую площадь, чем резисторы типа «меандр» или «змейка».

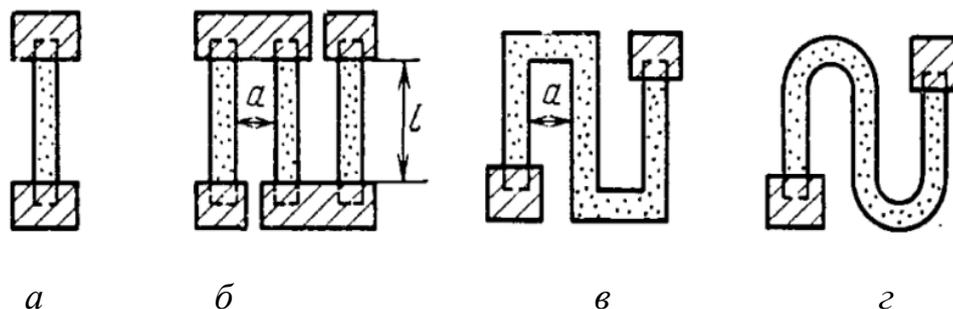


Рис. 6.1. Конфигурации тонкопленочных резисторов:  
*a* - полоска; *б* - составной из полосок; *в* - меандр; *г* - змейка

Для формирования конфигураций проводящего, резистивного и диэлектрического слоев используют различные методы: масочный (М) - соответствующие материалы напыляют на подложку через съемные маски; фотолитографический (Ф) - пленку наносят на всю поверхность подложки, а затем вытравливают с определенных участков; электроннолучевой - некоторые участки пленки удаляют по заданной программе с подложки испарением под воздействием электронного луча; лазерный - аналогичен электроннолучевому, только вместо электронного применяют луч лазера. Наибольшее распространение получили два первых способа, а также их комбинация - масочный и фотолитографический метод (МФ).

В качестве резистивных материалов используют чистые металлы и сплавы с высоким электрическим сопротивлением, а также специальные резистивные материалы - керметы, которые состоят из частиц металла и диэлектрика (например, Cr и SiO). Широко распространены пленки хрома и тантала (табл. 6.1). Сплавы, из которых наиболее часто используют нихром, имеют большее значение  $\rho_s$  по сравнению с пленками чистых металлов. На основе керметов получают высокоомные резисторы. Наиболее распространен кермет, в состав которого входят хром и монооксид кремния (50 – 90 % Cr, 50 – 10 % SiO). В зависимости от содержания хрома можно получить резистивные пленки с удельным сопротивлением от сотен ом на квадрат до десятков килоом на квадрат, обладающие высокой стабильностью. Однако в связи с тем, что свойства кер-

метных пленок в сильной степени зависят от технологических факторов, резисторы имеют худшую воспроизводимость номиналов и больший температурный коэффициент сопротивления (ТКР) по сравнению с металлическими. В настоящее время промышленностью освоена большая группа металлосилицидных сплавов системы Cr - Si, легированных небольшими добавками железа, никеля, кобальта, вольфрама (РС-3001, РС-3710, РС-5604К, МЛТ-3М, РС-5406Н). При сравнительно малом ТКР и высокой стабильности воспроизведения удельных поверхностных сопротивлений диапазон номиналов сплавов РС достаточно широк: 50 Ом/□ - 50 кОм/□. Наиболее часто используют сплавы РС-3001, РС-3710 (37,9 % Cr, 9,4 % Ni, 52,7 % Si), М ЛТ-3М (43,6 % Si, 17,6 % Cr, 14,1% Fe, 24,7% W) (табл. 6.1).

Таблица 6.1

Основные параметры материалов тонкопленочных резисторов

Материал		Параметры				
для напыления резистивной пленки	контактных площадок	удельное поверхностное сопротивление резистивной пленки $\rho_s$ , Ом/□	диапазон номинальных значений сопротивлений, Ом	допустимая удельная мощность рассеяния $P_0$ , Вт/см	температурный коэффициент сопротивления ТКР при $T = -60 - 125$ °C	
Нихром, проволока Х20Н80 (ГОСТ 12766-67)	Медь	300	50 – 30 000	2	1·10 <sup>-4</sup>	
		10			1 – 10 000	-2,25·10 <sup>-4</sup>
		50			5 – 50 000	
Сплав МЛТ-3М (БКО.028.005 ТУ)	Медь с подслоем ванадия (луженая)	500	50 – 50 000	2	2·10 <sup>-4</sup>	
	Медь с подслоем нихрома (защищенная никелем)					
Хром (ГОСТ 5905-67)	Медь (луженая)	500	50 – 30 000	1	0,6·10 <sup>-4</sup>	
Кермет К-50С (ЕТ0.021.013 ТУ)	Золото с подслоем хрома (нихрома)	3000	1000 – 10 000	2	3·10 <sup>-4</sup>	
		5000	500 – 200 000		- 4·10 <sup>-4</sup>	
		10 000	10 000 – 10 000 000		- 5·10 <sup>-4</sup>	
Тантал ТВЧ; лента толщиной 0,3- 3 мм (РЭТУ 1244 – 67)	Алюминий с подслоем ванадия	20 - 100	100 – 10 000	3	- 2·10 <sup>-4</sup>	
	Медь с подслоем нихрома	100	50 – 100 00			
	Тантал	10	10 – 15 000			
Сплав РС-3001 (ЕТ0.021.019 ТУ)	Золото с подслоем хрома (нихрома)	1000	100 – 50 000	2	- 0,2·10 <sup>-4</sup>	
		2000	200 – 100 000			
Сплав РС-3710 (ЕТ0.021.034 ТУ)			3000		1000 – 200 000	

При масочном методе изготовления резисторов, изображенных на рис. 6.1, б - з, расстояние между соседними резистивными полосками должно быть

не менее 300 мкм, длина резистивных участков  $l$  не должна превышать расстояние  $a$  более чем в 10 раз для обеспечения необходимой жесткости маски. При этом точность изготовления резисторов типа «меандр» и «змейка» не превышает 20 %. Для получения большей точности рекомендуется применять конфигурацию, изображенную на рис. 6.1, б или выполнять резистор методом фотолитографии.

Меандр уступает в отношении стабильности и надежности конструкции типа «змейка» из-за перегрева в уголках, но он предпочтительнее с точки зрения изготовления фотошаблонов и поэтому более распространен.

Контактные площадки следует располагать с противоположных сторон резистора для устранения погрешности совмещения проводящего и резистивного слоев. По этой причине придавать резисторам форму, изображенную на рис. 6.2, не рекомендуется, так как сопротивление таких резисторов зависит от точности совмещения масок и фотошаблонов (неточности при совмещении изменяют длину таких резисторов).

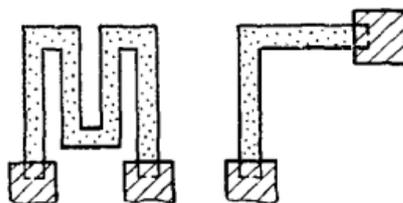


Рис. 6.2. Конфигурации резисторов, сопротивление которых зависит от погрешности совмещения слоев

**Конструктивный расчет тонкопленочных резисторов.** Конструктивный расчет тонкопленочных резисторов заключается в определении формы, геометрических размеров и минимальной площади, занимаемой резисторами на подложке. При этом необходимо, чтобы резисторы обеспечивали рассеивание заданной мощности при удовлетворении требуемой точности  $\gamma_R$  в условиях существующих технологических возможностей.

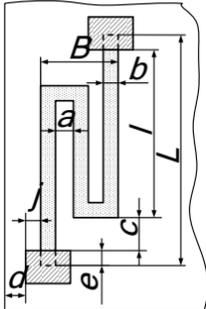
Исходные данные, для расчета:

- номинал резистора  $R_i$ , Ом;
- допуск на номинал  $\gamma_{R_i}$ , %;
- мощность рассеяния  $P_i$ , мВт;
- рабочий диапазон температур  $T_{\max} - T_{\min}$ , °С;
- шаг координатной сетки, мм.

Технологические ограничения при использовании различных методов создания тонкопленочных резисторов [масочного (М), фотолитографического (Ф), комбинированного масочного и фотолитографического (МФ), электронно-ионного (ЭИ) и по танталовой технологии (ТА)] приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Конструкторско-технологические ограничения при проектировании  
тонкопленочных резисторов

Топология резистора	Содержание ограничения	Размер ограничения, мм, при использовании метода					
		М	Ф	МФ	ЭИ	ТА	
	Точность изготовления линейных размеров элемента и расстояний между ними $\Delta l$ , $\Delta b$ , $\Delta a$ , $\Delta L$ , $\Delta B$ и других при расположении пленочных элементов в одном слое, мм	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	
	Минимально допустимый размер резистора, мм	$b$	0,1			0,15	0,05
		$l$	0,3	0,1	0,3		0,1
	Минимально допустимые расстояния между пленочными элементами, расположенными в одном слое, $a$ , мм		0,3	0,1	0,3	0,1	0,05
	Максимально допустимое соотношение размеров $l/a$		10	100	30	100	
	Минимально допустимое расстояние между пленочными элементами, расположенными в разных слоях, $c$ , мм		0,2	0,1	0,2	0,1	
	Перекрытия для совмещения пленочных элементов, расположенных в разных слоях, $e$ , мм		$\geq 0,2$	$\geq 0,1$	$\geq 0,2$	$\geq 0,1$	
	Минимальное расстояние от пленочных элементов до края платы $d$ , мм		0,5	0,2	0,5	0,4	0,2
	Минимальная ширина Пленочных проводников $i$ , мм		0,1	0,05	0,1	0,1	0,05
	Минимально допустимое расстояние между краем пленочного резистора и краем его контактной площадки $j$ , мм		0,2	0,1	0,2	0,1	0,1

## Порядок расчета

1. Определяют оптимальное с точки зрения минимума площади под резисторами гибридных интегральных схем (ГИС) сопротивление квадрата резистивной пленки:

$$\rho_{\text{сопт}} = \sqrt{\frac{\sum_1^n R_i}{\sum_1^n 1/R_i}}, \quad (6.1)$$

где  $n$  — число резисторов;

$R_i$  - номинал  $i$ -го резистора.

2. По табл. 6.1 выбирают материал резистивной пленки с удельным сопротивлением, ближайшим по значению к вычисленному  $\rho_{\text{с опт}}$ . При этом необходимо, чтобы ТКР материала был минимальным, а удельная мощность рассеяния  $P_0$  - максимальной.

3. Производят проверку правильности выбранного материала с точки зрения точности изготовления резисторов.

Полная относительная погрешность изготовления пленочного резистора  $\gamma_R = \Delta R/R$  состоит из суммы погрешностей:

$$\gamma_R = \gamma_{K\phi} + \gamma_{\rho_S} + \gamma_{R_t} + \gamma_{R_{\text{ст}}} + \gamma_{R_{\text{к}}},$$

где  $\gamma_{K\phi}$  — погрешность коэффициента формы;

$\gamma_{\rho_S}$  - погрешность воспроизведения величины  $\rho_S$  резистивной пленки;

$\gamma_{R_t}$  - температурная погрешность;

$\gamma_{R_{\text{ст}}}$  - погрешность, обусловленная старением пленки;

$\gamma_{R_{\text{к}}}$  - погрешность переходных сопротивлений контактов.

Погрешность коэффициента формы  $\gamma_{K\phi}$  зависит от погрешностей геометрических размеров - длины  $l$  и ширины  $b$  резистора:

$$\gamma_{K\phi} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta b}{b}.$$

Погрешность воспроизведения удельного поверхностного сопротивления  $\gamma_{\rho_S}$  зависит от условий напыления и материала резистивной пленки. В условиях серийного производства ее значение не превышает 5 %.

Температурная погрешность зависит от ТКС материала пленки:

$$\gamma_{R_t} = \alpha_R (T_{\text{max}} - 20 \text{ }^\circ\text{C}), \quad (6.2)$$

где  $\alpha_R$  - температурный коэффициент сопротивления материала пленки,  $1/^\circ\text{C}$ .

Погрешность  $\gamma_{R_{ct}}$  обусловленная старением пленки, вызвана медленным изменением структуры пленки во времени и ее окислением. Она зависит от материала пленки и эффективности защиты, а также от условий хранения и эксплуатации. Обычно для ГИС  $\gamma_{R_{ct}}$  не превышает 3 %.

Погрешность переходных сопротивлений контактов  $\gamma_{R_k}$  зависит от технологических условий напыления пленок, удельного сопротивления резистивной пленки и геометрических размеров контактного перехода: длины перекрытия контактирующих пленок, ширины резистора. Обычно  $\gamma_{R_k} = 1 - 2 \%$ . Если материал контактных площадок выбран в соответствии с табл. 6.1, то этой погрешностью можно пренебречь.

Допустимая погрешность коэффициента формы

$$\gamma_{K_{\phi \text{ доп}}} = \gamma_R - \gamma_{\rho_s} - \gamma_{R_{ct}} - \gamma_{R_t} - \gamma_{R_k}. \quad (6.3)$$

Если значение  $\gamma_{K_{\phi \text{ доп}}}$  отрицательно, то это означает, что изготовление резистора заданной точности из выбранного материала невозможно. В этом случае необходимо выбрать другой материал с меньшим ТКС либо использовать подгонку резисторов, если позволяет технологическое оборудование.

4. Определяют конструкцию резисторов по значению коэффициента формы  $K_{\phi}$ :

$$K_{\phi_i} = R_i / \rho_s. \quad (6.4)$$

При  $1 \leq K_{\phi} \leq 10$  рекомендуется конструировать резистор прямоугольной формы, изображенный на рис. 6.1, а при  $K_{\phi} > 10$  - резистор сложной формы (составной, меандр или типа «змейка», рис. 6.1, б - з), при  $0,1 \leq K_{\phi} \leq 1$  - резистор прямоугольной формы, у которого длина меньше ширины. Конструировать резистор с  $K_{\phi} < 0,1$  не рекомендуется, так как он будет иметь большие контактные площадки и занимать значительную площадь на подложке.

Если в одной схеме содержатся низкоомные и высокоомные резисторы, можно использовать два резистивных материала, для выбора которых определяют  $\rho_{s \text{ опт}}$  сначала для всех резисторов по формуле (6.1), после чего разбивают резисторы на две группы так, чтобы  $R_{i \text{ max}}$  первой группы было меньше, а  $R_{i \text{ min}}$  второй группы - больше значения  $\rho_{s \text{ опт}}$ , вычисленного для всех резисторов.

Затем по этой же формуле рассчитывают  $\rho_{s \text{ опт } 1}$  и  $\rho_{s \text{ опт } 2}$  и выбирают материалы для каждой группы резисторов в отдельности.

5. Дальнейший расчет проводят в зависимости от формы резисторов.

**Расчет прямоугольных полосковых резисторов.** Для резисторов, имеющих  $K_{\phi} \geq 1$  (рис. 6.3, а, б), сначала определяют ширину, а затем длину резистора.

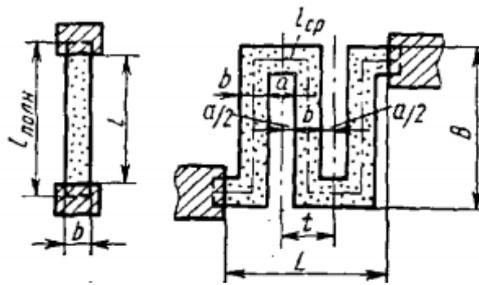


Рис. 6.3. К расчету резисторов типа «полоска» (а) и «меандр» (б)

Расчетное значение ширины резистора должно быть **не менее наибольшего значения одной из трех величин:**

$$b_{\text{расч}} \geq \max\{b_{\text{техн}}; b_{\text{точн}}; b_P\}, \quad (6.5)$$

где  $b_{\text{техн}}$  - минимальная ширина резистора, определяемая возможностями технологического процесса (табл.6.2);

$b_{\text{точн}}$  - ширина резистора, определяемая точностью изготовления:

$$b_{\text{точн}} \geq \frac{\Delta b + \Delta l / K_{\phi}}{\gamma_{K_{\phi} \text{ доп}}}, \quad (6.6)$$

где  $\Delta b$ ,  $\Delta l$  - погрешности изготовления ширины и длины резистора, зависящие от метода изготовления (табл. 6.2);

$b_P$  - минимальная ширина резистора, при которой обеспечивается заданная мощность:

$$b_P = \sqrt{\frac{P \rho_s}{P_0 R}} = \sqrt{\frac{P}{P_0 K_{\phi}}}. \quad (6.7)$$

За ширину  $b$  резистора принимают ближайшее к  $b_{\text{расч}}$  большее значение, кратное шагу координатной сетки, принятому для чертежа топологии с учетом масштаба. Для тонкопленочной технологии шаг координатной сетки обычно составляет 1 или 0,5 мм. Например, если шаг координатной сетки 1 мм, масштаб 20:1, то округление производят до величины, кратной 0,05 мм.

Далее находят расчетную длину резистора:

$$l_{\text{расч}} = b K_{\phi}. \quad (6.8)$$

За длину  $l$  резистора принимают ближайшее к  $l_{\text{расч}}$  значение, кратное шагу координатной сетки, принятому для чертежа топологии с учетом масштаба. При этом следует оценивать получающуюся погрешность и при необходимости

выбирать большее значение ширины  $b$  резистора, при котором округление длины  $l_{\text{расч}}$  дает приемлемую погрешность.

Определяют полную длину резистора с учетом перекрытия контактных площадок:

$$l_{\text{полн}} = l + 2e, \quad (6.9)$$

где  $e$  - размер перекрытия резистора и контактных площадок (табл. 6.2).

При использовании метода двойной фотолитографии  $l_{\text{полн}} = l$ .

Площадь, занимаемая резистором на подложке:

$$S = l_{\text{полн}}b. \quad (6.10)$$

Для резисторов, имеющих  $K_{\phi} < 1$ , сначала определяют длину, а затем ширину резистора.

Расчетное значение длины резистора  $l_{\text{расч}}$  выбирают из условия

$$l_{\text{расч}} \geq \max\{l_{\text{техн}}; l_{\text{точн}}; l_P\}, \quad (6.11)$$

где  $l_{\text{техн}}$  - минимальная длина резистора, определяемая разрешающей способностью выбранного метода формирования конфигурации (табл. 6.2);

$l_{\text{точн}}$  - минимальная длина резистора, при которой обеспечивается заданная точность:

$$l_{\text{точн}} \geq \frac{\Delta l + \Delta b / K_{\phi}}{\gamma_{K_{\phi}}}, \quad (6.12)$$

$l_P$  - минимальная длина резистора, при которой рассеивается заданная мощность:

$$l_P = \sqrt{\frac{PK_{\phi}}{P_0}}. \quad (6.13)$$

За длину  $l$  резистора принимают ближайшее к  $l_{\text{расч}}$  значение, кратное шагу координатной сетки, принятому для чертежа топологии.

Расчетную ширину резистора определяют по формуле

$$b_{\text{расч}} = l / K_{\phi}. \quad (6.14)$$

За ширину  $b$  резистора принимают ближайшее к  $b_{\text{расч}}$  значение, кратное шагу координатной сетки. При этом следует оценивать получающуюся погрешность и при необходимости корректировать значение длины  $l$  резистора в

большую сторону, при котором округление ширины  $b_{\text{расч}}$  дает приемлемую погрешность.

Полную длину резистора с учетом перекрытия контактных площадок и площадь резистора определяют соответственно по формулам (6.9) и (6.10).

Для проверки находят действительную удельную мощность и погрешность резистора. Очевидно, резистор спроектирован удовлетворительно, если:

1) удельная мощность рассеяния  $P_0'$  не превышает допустимого значения  $P_0$ :

$$P_0' = P/S \leq P_0; \quad (6.15)$$

2) погрешность коэффициента формы  $\gamma'_{\text{Кф}}$  не превышает допустимого значения  $\gamma_{\text{Кф доп}}$ :

$$\gamma'_{\text{Кф}} = \frac{\Delta l}{l_{\text{полн}}} + \frac{\Delta b}{b} \leq \gamma_{\text{Кф доп}}; \quad (6.16)$$

3) суммарная погрешность  $\gamma'_R$  не превышает допуска  $\gamma_R$

$$\gamma'_R = \gamma_{\rho_S} + \gamma'_{\text{Кф}} + \gamma_{R_t} + \gamma_{R_{\text{ст}}} \leq \gamma_R. \quad (6.17)$$

**Конструктивный расчет тонкопленочных резисторов сложной формы.** При конструировании резистора в виде отдельных резистивных полосок, соединенных проводящими перемычками (рис. 6.1, б), сумма длин резистивных полосок должна быть равна длине, определенной по формуле  $l = bK_{\text{ф}}$ .

Резисторы типа «меандр» (рис. 6.3, б) рассчитывают из условия минимальной площади, занимаемой резистором.

Расчет меандра проводят после определения ширины  $b$  резистора (формулы (6.5) – (6.7)) в такой последовательности.

Определяют длину средней линии меандра:

$$l_{\text{ср}} = bK_{\text{ф}}. \quad (6.18)$$

Задают расстояние между резистивными полосками  $a$ . С учетом технологических ограничений (табл. 6.2) при масочном методе  $a_{\text{min}} = 300$  мкм, при фотолитографии  $a_{\text{min}} = 100$  мкм (обычно задают  $a = b$ ).

Находят шаг одного звена меандра:

$$l = a + b. \quad (6.19)$$

Определяют оптимальное число звеньев меандра  $n_{\text{опт}}$  из условия, чтобы площадь, занимаемая резистором типа «меандр», была минимальной. Очевидно, это будет в случае, когда меандр вписывается в квадрат ( $L = B$ ).

Если отношение длины средней линии меандра к ширине резистивной полоски больше 10, то оптимальное число звеньев меандра может быть вычислено по приближенной формуле

$$n_{\text{опт}} \approx \sqrt{(l_{\text{ср}}/t)(B/L)}. \quad (6.20)$$

При  $L = B$  (меандр квадратной формы) и  $a = b$  выражение упрощается:

$$n_{\text{опт}} \approx \sqrt{K_{\phi}/2}. \quad (6.21)$$

Значение  $n_{\text{опт}}$  округляют до ближайшего целого. Определяют длину меандра:

$$L = n(a + b). \quad (6.22)$$

Вычисляют ширину меандра:

$$B = \frac{l_{\text{ср}} - an}{n}, \quad (6.23)$$

где  $n$  - оптимальное число звеньев меандра, округленное до ближайшего целого.

Расстояние  $a$  выбирают из конструктивно-технологических соображений. Например, при напылении резисторов через маску размер  $a_{\text{min}}$  определяется минимально возможным расстоянием между соседними щелями в маске. Для обеспечения требуемой жесткости маски оно должно удовлетворять условию

$$B_{\text{max}} / a < 10. \quad (6.24)$$

Если это условие не выполняется, необходимо изменить расстояние  $a$  и вновь вычислить  $n_{\text{опт}}$ ,  $L$ ,  $B$ . Для фотолитографического метода указанное условие не критично.

Приведенные расчетные соотношения не учитывают, что в резисторах типа «меандр» плотность тока в изгибах неравномерна (рис. 6.4). Это приводит к сокращению электрической длины пленочного резистора и уменьшению его сопротивления. Неравномерное распределение плотности тока наблюдается в пределах трех квадратов области изгиба (рис. 6.5,  $a$ ,  $b$ ).

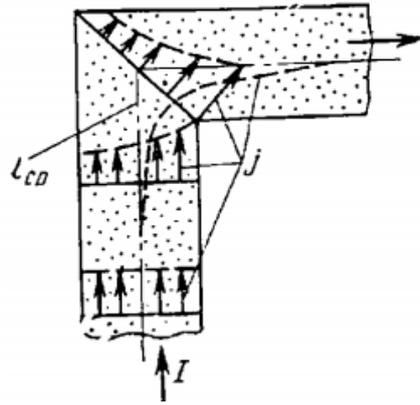


Рис. 6.4. Распределение плотности тока в резисторах типа «меандр»

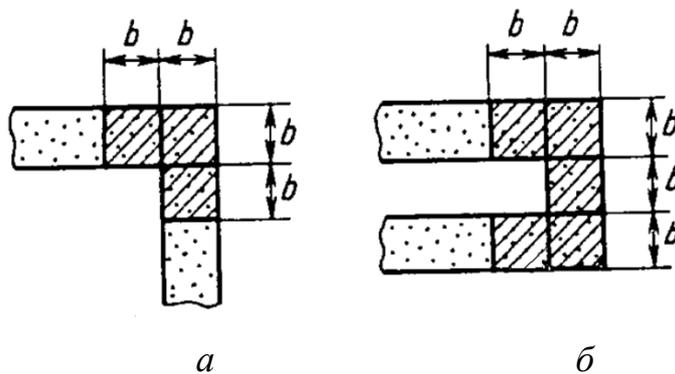


Рис. 6.5. Конструкции изгибов пленочных резисторов типа «меандр»: а - изгиб под прямым углом; б - П-образный изгиб

Для приближенной оценки сопротивления меандра можно воспользоваться формулой

$$R \approx \rho_s (l_{cp}/b) = \rho_s K_{\phi}.$$

Для уточненного расчета с учетом изгибов конструкцию резистора типа «меандр» можно представить в виде последовательно соединенных прямолинейных участков и изгибов. При этом его сопротивление можно определить, как сумму сопротивлений прямолинейных участков и изгибов:

$$R = R_{и} m + \frac{l_{п} n}{b} \rho_s, \quad (6.25)$$

- где  $R_{и}$  - сопротивление изгибов;  
 $m$  - число изгибов,  
 $l_{п}$  - длина прямолинейных участков;  
 $n$  - число звеньев меандра.

Для изгиба под прямым углом (рис. 6.5, а)  $R_{и} = 2,55\rho_s$ , для П-образного изгиба (рис. 6.5, б)  $R_{и} = 4\rho_s$ . Отсюда длина прямолинейного участка одного звена меандра

$$l_{п} = \frac{R - mR_{и}}{\rho_s n} b. \quad (6.26)$$

После этого корректируют размеры  $L$  и  $B$  с целью обеспечения заданного номинала резистора.

Квадратная или близкая к ней форма резистора типа «меандр» часто оказывается неудобной при компоновке пленочных элементов на подложке микросхемы, например, из-за отличной от квадрата площади, отводимой под резистор. Тогда, зная габаритную площадь меандра  $S = LB$  и задавшись одним из размеров меандра (например,  $B'$ ), определяют второй размер  $L'$  и число звеньев меандра  $n'$ :

$$L' = S / B', \quad n = L' / t.$$

## 6.2. Расчет тонкопленочных конденсаторов

Все характеристики тонкопленочных конденсаторов: емкость, рабочее напряжение, температурный коэффициент емкости, частотные свойства и размеры - зависят от выбранных материалов.

Емкость тонкопленочных конденсаторов определяется площадью перекрытия его обкладок (активной площадью или площадью верхней обкладки). На рис. 6.6 приведена конструкция конденсатора площадью верхней обкладки более  $5 \text{ мм}^2$ . Так как верхние обкладки формируют масочным методом, то для устранения погрешности смещения маски в месте вывода верхней обкладки с противоположной стороны от вывода делают компенсатор. При значительной площади верхней обкладки эта погрешность мала и компенсатор не нужен. При активной площади пленочного конденсатора менее  $1 \text{ мм}^2$  начинает оказываться краевой эффект, причем тем сильнее, чем меньше площадь. При активной площади от  $1$  до  $5 \text{ мм}^2$  обкладки конденсатора можно выполнять в виде двух взаимно пересекающихся полосок (рис. 6.7).

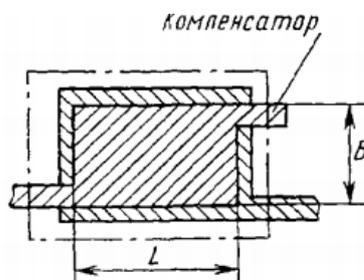


Рис. 6.6. Конструкция тонкопленочного конденсатора с площадью верхней обкладки более  $5 \text{ мм}^2$

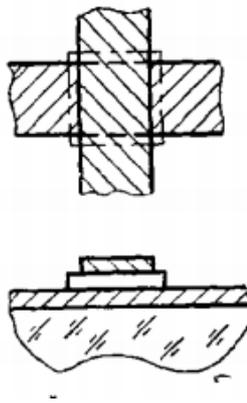


Рис. 6.7. Конструкция конденсатора с расчетной площадью от 1 до 5 мм<sup>2</sup>

Если расчетная площадь конденсатора меньше 1 мм<sup>2</sup>, конденсатор можно выполнять в виде последовательно соединенных конденсаторов (рис. 6.8). Если расчетная площадь слишком мала и не позволяет конструировать конденсатор приемлемых размеров, можно использовать в качестве диэлектрика подложку (рис. 6.9), которая должна быть пригодна для напыления обкладок с обеих сторон. Можно конструировать также гребенчатый конденсатор (рис. 6.10). Емкость такого конденсатора почти целиком определяется емкостью, обусловленной краевым эффектом.

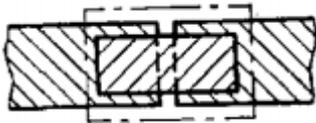


Рис. 6.8. Конструкция конденсатора расчетной площадью менее 1 мм<sup>2</sup> в виде двух последовательно соединенных конденсаторов

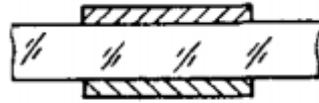


Рис. 6.9. Конструкция конденсатора, состоящего из двух последовательно соединенных конденсаторов, использующих в качестве диэлектрика подложку

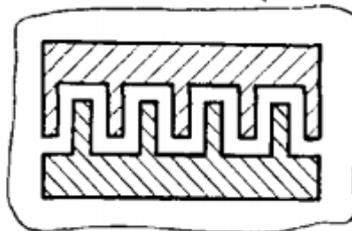


Рис. 6.10. Конструкция гребенчатого конденсатора

Потери в обкладках зависят от расположения выводов нижней и верхней обкладок по отношению друг к другу. На рис. 6.11 приведены конструкции конденсаторов с одно- и двусторонним расположением выводов. Предпочтительнее второй вариант, так как на частотах выше 10 МГц емкость конденсатора с ростом частоты падает медленнее при двустороннем (рис. 6.11, а), чем при одностороннем (рис. 6.11, б) расположении выводов.

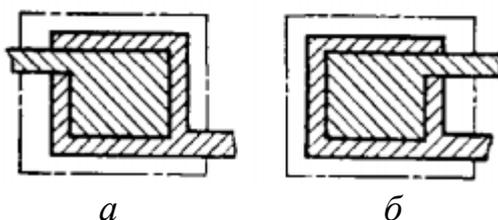


Рис. 6.11. Конструкция конденсатора с двусторонним (а) и односторонним (б) расположением выводов верхней и нижней обкладок

**Материалы конденсаторов.** Обкладки конденсаторов должны иметь высокую проводимость, коррозионную стойкость, технологическую совместимость с материалом подложки и диэлектрика конденсатора: температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР), близкие к ТКЛР подложки и диэлектрика, хорошую адгезию к подложке и диэлектрику, высокую механическую прочность.

Наилучшим материалом для обкладок конденсаторов является алюминий, который, однако, имеет плохую адгезию к подложке. Для предотвращения отслаивания нижней обкладки вначале напыляют подслоя титана или ванадия. Верхняя обкладка, напыляемая на диэлектрик, не требует подслоя. Применение золота для обкладок не рекомендуется из-за высокой подвижности атомов и возможной диффузии сквозь диэлектрик, приводящей к короткому замыканию обкладок.

Материал диэлектрика должен иметь хорошую адгезию к подложке и материалу обкладок, обладать высокой электрической прочностью и малыми потерями, иметь высокую диэлектрическую проницаемость и минимальную гигроскопичность, не разлагаться в процессе формирования пленок. В качестве диэлектрических материалов наиболее часто используют оксид кремния и германия.

В табл. 6.3 приведены основные параметры диэлектрических материалов тонкопленочных конденсаторов.

Конструкции пленочных конденсаторов должны учитывать особенности топологической структуры пленочного функционального узла (размеры подложки, количество и расположение выводов и т.д.), величину номинала, характеристики используемых материалов, технологию производства, требуемую и возможную точность воспроизведения номиналов, условия эксплуатации мик-

росхем. В соответствии с этим основными исходными данными для проектирования резисторов являются:

- номинальная емкость  $C_i$ , Ом;
- погрешность номинальной емкости  $\gamma_{C_i}$ , %;
- рабочий диапазон температур,  $T_{\max} - T_{\min}$ , °С;
- технологические ограничения;
- шаг координатной сетки, мм;
- напряжение питания схемы  $U_{\text{раб}}$ , В;
- диапазон рабочих частот.

Таблица 6.3

Основные параметры диэлектрических материалов  
тонкопленочных конденсаторов

Материалы		Параметры									
для напыления ди- электрика	для напыления обкладок	Удельное поверхностное сопротивление обкладок $\rho_s$ , Ом/□	Удельная емкость $C_0$ , пФ/см <sup>2</sup>	Рабочее напряжение $U_{\text{раб}}$ , В	Диэлектрическая проницаемость $\epsilon$ при $f = 1$ кГц	Тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ при $f = 1$ кГц	Электрическая прочность $E_{\text{пр}}$ , В/см	Рабочая частота $f$ , МГц	Температурный коэффициент емкости ТКС при $T = -60 - 125$ °С		
Монооксид крем- ния	Алюминий А99	0,2	5000	60	5,0 – 6,0	0,01 – 0,02	(2 - 3)·10 <sup>6</sup>	500	2·10 <sup>-4</sup>		
			10 000	30							
Монооксид германия				5000	10	11 - 12	0,005 – 0,007	1·10 <sup>6</sup>		3·10 <sup>-4</sup>	
			10 000	7							
			15 000	5							
Боросиликатное стекло					2500	24	4	0,001 – 0,0015		300	0,35·10 <sup>-4</sup>
			5000	15							
			10 000	10							
			15 000	8							
Стекло электровакуумное					15 000	12,6	5,2	0,002 – 0,003	(3 - 4)·10 <sup>6</sup>		(0,5 - 1)·10 <sup>-4</sup> при $T = -60 - 25$ °С, (1,5 - 1,8)·10 <sup>-4</sup> при $T = 25 - 155$ °С
			20 000	10 – 12,6							
			30 000	6,3 - 10							
	40 000	6,3									
Пентаоксид Тантала (электро- химическое аноди- рование)	Тантал ТВЧ (нижняя обкладка)	1 - 10	60 000	15							
			100 000	10							
	Алюминий А99 с под- слоем ванадия (верхняя обкладка)	0,2	200 000	3	23	0,02	2·10 <sup>6</sup>	0,1	4·10 <sup>-4</sup>		

Технологические ограничения при использовании различных методов создания тонкопленочных конденсаторов [масочного (М), фотолитографического (Ф), комбинированного масочного и фотолитографического (МФ), электронно-ионного (ЭИ) и по танталовой технологии (ТА)] приведены в табл. 6.4.

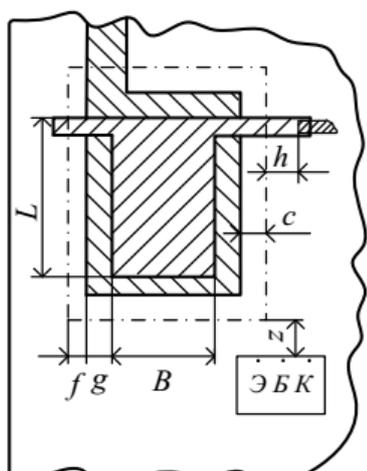
### Конструктивный расчет тонкопленочных конденсаторов.

Общий порядок расчета включает несколько приведенных ниже этапов.

Выбор материала диэлектрика по рабочему напряжению производится в соответствии с данными, приведенными в табл. 6.3. Следует ориентироваться на материал диэлектрика с возможно более высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ , высокой электрической прочностью  $E_{пр}$ , малыми значениями ТКС и  $\text{tg}\delta$  для обеспечения минимальных геометрических размеров конденсатора, тип которого приведен на рис. 6.12.

Таблица 6.4

Конструкторско-технологические ограничения при проектировании тонкопленочных конденсаторов

Топология конденсатора	Содержание ограничения	Размер ограничения, мм, при использовании метода				
		М	Ф	МФ	ЭИ	ТА
	Точность изготовления линейных размеров элемента $\Delta l, \Delta b, \Delta a, \Delta L, \Delta B$ , мм	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$	$\pm 0,01$
	Минимально допустимые расстояния, мм: - между краями диэлектрика и нижней обкладкой конденсатора $f$	0,1	0,1	0,1	0,1	-
	- между краями верхней и нижней обкладок $g$	0,2				
	- между краем диэлектрика и нижней обкладкой в месте вывода верхней обкладки $c$	0,3				
	- между краем диэлектрика и соединением вывода конденсатора с другим пленочным элементом $h$	0,5				
	- от пленочного конденсатора до навесных компонентов $z$	0,5				
	Минимальная площадь перекрытия обкладок $L \times B$ , мм	0,5×0,5				
	Максимальное отклонение емкости конденсатора от номинального значения, %	$\pm 12$				
	Минимальные расстояния, мм, от края навесного компонента, до: края платы $q$	0,4				

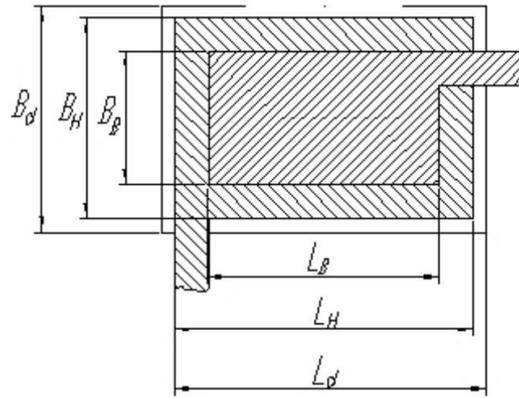


Рис. 6.12. Тонкопленочные конденсаторы с емкостью до  $5 \cdot 10^5$  пФ

Минимальная толщина диэлектрического слоя ограничена требованием получения сплошной пленки без сквозных отверстий и с заданной электрической прочностью, а максимальная толщина ограничена механическими напряжениями в растущей пленке. Толщину диэлектрика определяют по формуле

$$d_{min} \geq K_3 U_{раб} / E_{пр}, \quad (6.27)$$

где  $K_3$  - коэффициент запаса электрической прочности (для пленочных конденсаторов  $K_3 = 2 - 3$ ;

$U_{раб}$  - рабочее напряжение, В;

$E_{пр}$  - электрическая прочность материала диэлектрика, В/мм.

Суммарную относительную погрешность емкости конденсатора определяют по формуле

$$\gamma_C = \gamma_{C_0} + \gamma_S + \gamma_{C_t} + \gamma_{C_{ст}}, \quad (6.28)$$

где  $\gamma_{C_0}$  - относительная погрешность удельной емкости, характеризующая воспроизводимость удельной емкости в условиях данного производства (зависит от материала и погрешности толщины диэлектрика и составляет 3 - 5 % );

$\gamma_S$  - относительная погрешность активной площади пленочного конденсатора (зависит от точности геометрических размеров, формы и площади верхних обкладок конденсатора);

$\gamma_{C_t}$  - относительная температурная погрешность (зависит в основном от ТКС материала диэлектрика);

$\gamma_{C_{ст}}$  - относительная погрешность, обусловленная старением пленок конденсатора (зависит от материала и метода защиты и обычно не превышает 2 - 3 %).

Относительная температурная погрешность

$$\gamma_{C_t} = \alpha_C (T_{max} - 20 \text{ }^\circ\text{C}), \quad (6.29)$$

где  $\alpha_C$  - ТК С материала диэлектрика, определяемый по табл. 6.3.  
Относительная погрешность активной площади конденсатора

$$\gamma_S = \frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta L B + \Delta B L}{L B}, \quad (6.30)$$

где  $\Delta S$ ,  $\Delta L$ ,  $\Delta B$  — соответственно погрешности площади, длины и ширины верхней обкладки.

Относительная погрешность активной площади конденсатора (площади перекрытия обкладок) минимальна, если обкладки имеют форму квадрата. Отклонение контура верхней обкладки от квадрата сопровождается увеличением  $\gamma_S$ .

Для учета этих отклонений используют коэффициент формы обкладок

$$K_\phi = L / B. \quad (6.31)$$

Тогда относительную погрешность активной площади конденсатора при  $\Delta L = \Delta B$  можно определить по формуле

$$\gamma_S = \Delta L \frac{1+K_\phi}{\sqrt{K_\phi S}}. \quad (6.32)$$

Для обеспечения заданной точности емкости при изготовлении конденсатора необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\Delta L \frac{1+K_\phi}{\sqrt{K_\phi S}} \leq \gamma_{S_{доп}}, \quad (6.33)$$

где  $\gamma_{S_{доп}}$  - максимально допустимая относительная погрешность активной площади, которая может быть определена как

$$\gamma_{S_{доп}} = \gamma_C - \gamma_{C_0} - \gamma_{C_t} + \gamma_{C_{ст}}, \quad (6.34)$$

Из выражения (6.33) следует, что при выбранном из топологических соображений значении коэффициента формы площадь верхней обкладки

$$S \geq \left( \frac{\Delta L}{\gamma_{S_{доп}}} \right)^2 \frac{(1+K_\phi)^2}{K_\phi}. \quad (6.35)$$

Если равенство выполняется, то получаем выражение для удельной емкости:

$$C_{0 \text{ точн}} = C \left( \frac{\gamma_{S_{\text{доп}}}}{\Delta L} \right)^2 \frac{K_{\phi}}{(1+K_{\phi})^2}. \quad (6.36)$$

В частном случае, когда  $K_{\phi} = 1$  (для обкладок квадратной формы), приведенные выражения упрощаются:

$$2\Delta L/\sqrt{S} \leq \gamma_{S_{\text{доп}}}, \quad (6.37)$$

$$S \geq 4 \left( \frac{\Delta L}{\gamma_{S_{\text{доп}}}} \right)^2, \quad (6.38)$$

$$C_{0 \text{ точн}} = C [\gamma_{S_{\text{доп}}}/(2\Delta L)]^2. \quad (6.39)$$

### Порядок расчета

1. Выбирают материал диэлектрика по рабочему напряжению в соответствии с данными, приведенными в табл. 6.3. Чтобы конденсатор занимал как можно меньшую площадь, нужно выбирать материал с возможно более высокими диэлектрической проницаемостью, электрической прочностью, а также малыми значениями ТК С и  $\text{tg}\delta$ .

Приведенное в табл. 6.3 значение удельной емкости  $C_0$  соответствует определенной толщине диэлектрика без учета точности изготовления конденсатора.

2. Определяют минимальную толщину диэлектрика из условия электрической прочности (6.27). Толщина должна быть в пределах 0,1 - 1 мкм, в противном случае следует выбрать другой материал диэлектрика. При толщине диэлектрика менее 0,1 мкм в нем возможны поры, что может привести к короткому замыканию обкладок. При толщине диэлектрика более 1 мкм возможен разрыв верхней обкладки в месте вывода из-за большой ступеньки по толщине пленки. Оптимальная толщина диэлектрика 0,3 - 0,5 мкм.

3. Определяют удельную емкость конденсатора (пФ/см<sup>2</sup>), исходя из условия электрической прочности:

$$C_{0V} = 0,0885\varepsilon/d. \quad (6.40)$$

Здесь  $d$  измеряется в см.

4. Оценивают по (6.29) относительную температурную погрешность.

5. Определяют по (6.34) допустимую погрешность активной площади конденсатора. Если  $\gamma_{S_{\text{доп}}} \leq 0$ , то это означает, что изготовление конденсатора с

заданной точностью невозможно, нужно выбрать другой материал диэлектрика с меньшей температурной погрешностью. Уменьшить погрешность старения можно за счет дополнительной защиты микросхемы от влаги.

6. Определяют удельную емкость конденсатора с учетом точности его изготовления по (6.36), для обкладок квадратной формы – по (6.39); погрешность длины  $\Delta L$  находят по табл. 6.4 для масочного метода.

7. Выбирают минимальное значение удельной емкости конденсатора, учитывая электрическую прочность и точность изготовления:

$$C_0 \leq \min\{C_{0V}, C_{0\text{ точн}}\}. \quad (6.41)$$

8. Определяют коэффициент, учитывающий краевой эффект:

$$K = \begin{cases} 1; & C/C_0 \geq 5 \text{ мм}^2, \\ 1,3 - 0,06 C/C_0; & 1 \leq C/C_0 < 5 \text{ мм}^2. \end{cases} \quad (6.42)$$

9. Определяют площадь верхней обкладки:

$$S = C / C_0 K. \quad (6.43)$$

Если площадь перекрытия обкладок меньше 1 мм<sup>2</sup>, необходимо взять другой диэлектрик с меньшим значением  $\varepsilon$ , или увеличить толщину диэлектрика  $d$  в возможных пределах, или конструировать конденсатор специальной формы (рис. 6.8 – 6.10).

Если площадь перекрытия обкладок больше 200 мм<sup>2</sup>, требуется взять другой диэлектрик с большим значением  $\varepsilon$ , либо уменьшить толщину диэлектрика  $d$  в возможных пределах, либо использовать в ГИС навесной конденсатор, удовлетворяющий исходным данным.

10. Определяют размеры верхней обкладки конденсатора. Для обкладок квадратной формы ( $K_{\phi} = 1$ )

$$L = B = \sqrt{S}. \quad (6.44)$$

Размеры  $L$  и  $B$  округляют, с учетом масштаба топологического чертежа, до значения, кратного шагу координатной сетки.

11. Определяют размеры нижней обкладки конденсатора с учетом допусков на перекрытие (рис. 6.6, табл. 6.4):

$$L_{\text{н}} = B_{\text{н}} = L + 2q, \quad (6.45)$$

где  $q$  - размер перекрытия нижней и верхней обкладок конденсатора (табл. 6.4).

12. Вычисляют размеры диэлектрика:

$$L_d = B_d = L_n + 2f, \quad (6.46)$$

где  $f$  - размер перекрытия нижней обкладки и диэлектрика (табл. 6.4). По танталовой технологии диэлектрик получают анодированием Та, поэтому  $f = 0$ .

13. Определяют площадь, занимаемую конденсатором:

$$S_d = L_d B_d. \quad (6.47)$$

Сначала проектируют обкладки конденсатора квадратной формы, а при отсутствии места на чертеже топологии для расположения квадрата задаются одной из сторон конденсатора, коэффициентом формы обкладок и вычисляют размеры обкладок прямоугольной формы.

Для проверки емкости в процессе или после изготовления микросхемы конденсатор необходимо снабдить специальными контактными площадками.

Если конденсатор шунтируется резистором и при этом полное сопротивление параллельного соединения замерить невозможно, то при проектировании топологии указанные элементы рекомендуется выполнять незашунтированными. В этом случае окончательное соединение производится навесным проводником после необходимых измерений.

14. Осуществляют проверку расчета.

Конденсатор спроектирован правильно, если:

а) рабочий тангенс угла диэлектрических потерь не превышает заданного:

$$\operatorname{tg} \delta_{\text{раб}} \leq \operatorname{tg} \delta. \quad (6.48)$$

Если пренебречь сопротивлением выводов обкладок, то рабочий тангенс угла можно представить в виде суммы тангенсов углов потерь в диэлектрике  $\operatorname{tg} \delta_{\text{диэл}}$  и в обкладках  $\operatorname{tg} \delta_{\text{об}}$ :

$$\operatorname{tg} \delta_{\text{раб}} = \operatorname{tg} \delta_{\text{диэл}} + \operatorname{tg} \delta_{\text{об}} \quad (6.49)$$

Значение  $\operatorname{tg} \delta_{\text{диэл}}$  определяют по табл. 6.3 для выбранного материала диэлектрика.

Тангенс угла потерь в обкладках находят по формуле

$$\operatorname{tg} \delta_{\text{об}} \approx \frac{2}{3} \omega R_{\text{об}} C, \quad (6.50)$$

где  $R_{\text{об}}$  - сопротивление обкладок конденсатора, Ом;

$C$  - емкость конденсатора, Ф;

$\omega$  - угловая частота;  $\omega = 2\pi / f_{\text{max}}$  ( $f_{\text{max}}$  - частота, Гц).

Сопротивление обкладок конденсатора зависит от его формы:

$$R_{об} = \rho_{S об} K_{\phi}, \quad (6.51)$$

где  $\rho_{S об}$  — удельное поверхностное сопротивление материала обкладок (определяют по табл. 6.3);

б) рабочая напряженность электрического поля  $E_{раб}$  не превышает  $E_{пр}$  материала диэлектрика:

$$E_{раб} \leq E_{пр}, \quad (6.52)$$

где

$$E_{раб} = U_{раб}/d, \quad (6.53)$$

$$d = \frac{0,0885\varepsilon}{C_0}, \text{ см}; \quad (6.54)$$

в) погрешность активной площади конденсатора не превышает допустимую:

$$\gamma_{S_{раб}} \leq \gamma_{S_{доп}}, \quad (6.55)$$

где  $\gamma_{S_{раб}}$  определяют по (6.32), а  $\gamma_{S_{доп}}$  - по (6.34).

Если один из п. а), б) или в) не выполняется, необходимо выбрать другой материал диэлектрика или изменить конструкцию конденсатора.

Если в схеме имеется несколько конденсаторов, то для изготовления их в едином технологическом цикле целесообразно выбирать для всех конденсаторов один и тот же диэлектрик с одинаковой толщиной, а, следовательно, одинаковой удельной емкостью  $C_0$ . В противном случае для напыления пленки диэлектрика конденсаторов понадобятся различные маски, а возможно, и напылительные установки, что значительно усложнит технологический процесс.

Для нескольких конденсаторов на одной подложке расчет начинают с конденсатора, имеющего наименьший номинал емкости. После выбора материала и вычислений по формулам (6.27), (6.34), (6.36), (6.39), (6.40) определяют значение удельной емкости, при котором конденсатор будет занимать минимальную площадь на подложке:

$$C_{0min} = C_{min}/S_{min}. \quad (6.56)$$

Окончательный выбор  $C_0$  производят по формуле

$$C_0 \leq \min\{C_{0min}, C_{0V}, C_{0 \text{ точн}}\}. \quad (6.57)$$

Вычисляют толщину диэлектрика, соответствующую удельной емкости  $C_0$  по (6.54). Если толщина диэлектрика не выходит за пределы возможностей тонкопленочной технологии (0,1 - 1 мкм), то продолжают дальнейший расчет, если нет - выбирают другой материал.

### 6.3. Проектирование межэлементных соединений

Обычно в полупроводниковых ИС в качестве межэлементных соединений применяются проводники из пленки алюминия. Для исключения пересечений проводников используются три основных метода: многослойная металлизация, прокладка шин металлизации над каналами резисторов, защищенными слоем  $\text{SiO}_2$  и проводящие диффузионные перемычки под слоем диоксида кремния.

**Шины металлизации.** Минимальная ширина металлизированной дорожки (при заданной ее толщине) определяется допустимой плотностью тока  $(2,0 - 2,5) \cdot 10^5$  А/см<sup>2</sup>. Металлизированные дорожки вносят паразитные элементы: сопротивления, емкости и индуктивности. Рассмотрим их подробнее.

Активные потери определяются омическим сопротивлением металлизированных шин и вихревыми токами, возникающими в полупроводнике при протекании через металлизированные шины переменного тока. Толщина слоя А1 шин металлизации составляет порядка 1,5 мкм, и шина имеет удельное сопротивление слоя  $R_s \approx 0,05$  Ом/□. Значение  $R_s$  для пленки А1 приблизительно в 2,5 - 3 раза превышает значение, получаемое из удельного сопротивления А1 ( $\rho = 2,9 \cdot 10^{-6}$  Ом·см). На высоких частотах глубина проникновения магнитного поля, т. е. толщина скин-слоя,

$$d_c = \sqrt{\rho / (\pi f \mu_0 \mu_n)}, \quad (6.58)$$

где  $\rho$  - удельное сопротивление полупроводника;

$f$  - рабочая частота;

$\mu_0$  - магнитная проницаемость вакуума;

$\mu_n \approx 1$  - относительная магнитная проницаемость полупроводника.

На частотах порядка десятков мегагерц толщина скин-слоя существенно превышает толщину полупроводниковой пластины. Поэтому активные потери, определяемые вихревыми токами ( $R_B$ ), на единицу длины металлизированной дорожки с учетом (6.58) равны

$$R_B/l = \frac{A\rho}{b^2 d_c^2} = \frac{\pi f \mu_0 A}{b^2}, \quad (6.59)$$

где  $b$  - ширина шины;

$A \approx b d_n$  ( $d_n$  - толщина полупроводниковой пластины).

Паразитная емкость металлизированной дорожки ( $C_{\text{п}}$ ), отнесенная к ее длине, определяется с помощью соотношения  $C_{0\text{д}} = \varepsilon_{\text{д}}\varepsilon_0/d_{\text{д}}$ , где  $d_{\text{д}}$  - толщина диэлектрика. и составляет

$$\frac{C_{\text{п}}}{l} = \frac{\varepsilon_{\text{д}}\varepsilon_0 b}{d_{\text{д}}}. \quad (6.60)$$

Паразитная индуктивность ( $L_{\text{п}}$ ) на единицу длины

$$L_{\text{п}}/l \approx (\mu_0/2) \left\{ b/(2d_{\text{д}}) + (1/\pi) \ln \left[ 2\pi e \left( \frac{b}{d_{\text{д}}} + 0,94 \right) \right] \right\}^{-1}, \quad (6.61, a)$$

где  $e$  - основание натурального логарифма. Соотношение (6.61,  $a$ ) дает несколько заниженную индуктивность, так как оно справедливо при удельном сопротивлении полупроводника, близком к удельному сопротивлению металла. При реальных значениях величин в соотношении (6.61,  $a$ ) можно пренебречь членом, содержащим логарифм. Тогда

$$L_{\text{п}}/l \approx \mu_0 d_{\text{д}}/b. \quad (6.61, б)$$

Как следует из анализа соотношений (6.58) – (6.61), влияние вихревых токов необходимо учитывать при частотах, больших 20 - 30 МГц. Паразитную емкость необходимо учитывать на любых частотах. Роль паразитной индуктивности обычно мала.

**Многослойная металлизация.** При многослойной металлизации первый металлический слой в ИС закрывается слоем диэлектрика, на который затем наносится второй слой металла. Контактное соединение между металлическими слоями осуществляется через отверстия в разделительном диэлектрике. Наибольшее распространение в качестве межслойного диэлектрика получили  $\text{SiO}$ ,  $\text{SiO}_2$  и  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Оксид алюминия изготавливается анодным окислением. Минимальная толщина диэлектрических пленок для обеспечения требуемой изоляции и исключения пор составляет 0,5 мкм. В настоящее время широко используются только два слоя металлизации, хотя возможно использовать три и даже четыре. Многослойная металлизация позволяет уменьшить длину и упростить конфигурации металлизированных дорожек.

Для определения параметров паразитных элементов, возникающих при многослойной металлизации, используются соотношения (6.58) – (6.61). При применении в качестве межслойного диэлектрика не  $\text{SiO}_2$  в соотношении (6.60) необходимо заменить  $\varepsilon_{\text{д}}$  на  $\varepsilon_{\text{д}\cdot\text{эф}}$   $\varepsilon_{\text{д}\cdot\text{эф}} = \frac{\varepsilon_{\text{д}1}\varepsilon_{\text{д}2}d_{\text{д}}}{\varepsilon_{\text{д}2}d_{\text{д}1} + \varepsilon_{\text{д}1}d_{\text{д}2}}$ , где  $\varepsilon_{\text{д}1}$ ,  $\varepsilon_{\text{д}2}$  и  $d_{\text{д}1}$ ,  $d_{\text{д}2}$  - диэлектрические проницаемости и толщины  $\text{SiO}_2$  и  $\text{Si}_3\text{N}_4$  соответственно.

Влияние паразитных параметров  $R_{\text{в}}$  и  $C_{\text{п}}$  можно характеризовать частотой  $f_0$ , на которой амплитуда сигнала, передаваемого по шине металлизации, ослаб-

ляется до 0,7 исходного значения. Используя (6.59), (6.60) с учетом выражения  $f_0 = 1/(\pi R_B C_{\pi})$ , получаем

$$f_0 = \frac{1}{\pi l} \sqrt{\frac{d_d}{d_{\pi} \varepsilon_{эф} \varepsilon_0 \mu_{\pi} \mu_0}}. \quad (6.62)$$

Для оценки значения  $f_0$  при однослойной металлизации в соотношении (6.62)  $\varepsilon_{д.эф}$  заменяется на  $\varepsilon_{д}$ .

**Диффузионные перемычки.** Такие перемычки позволяют обойтись без двухслойной металлизации при необходимости исключить пересечения проводников.

Диффузионная перемычка используется при однослойной металлизации в схемах на МДП-транзисторах с каналом  $n$ -типа. Сопротивление и паразитная емкость, вносимые перемычкой, определяются в соответствии с методикой расчета диффузионных резисторов. Следует отметить, что для изготовления перемычек в схемах на  $p$ -канальных МДП-транзисторах используется диффузионная  $p$ -область. Последняя характеризуется большим удельным сопротивлением слоя, чем удельное сопротивление слоя  $n^+$ -перемычки. Следовательно, сопротивление перемычки в ИС на  $p$ -канальных МДП-транзисторах существенно больше, чем в ИС на  $n$ -канальных МДП-транзисторах. В ИС на биполярных транзисторах для перемычки используется  $n^+$ -слой, расположенный в отдельной изолированной области. Площадь, занимаемая перемычкой, приблизительно равна площади транзистора с минимальными геометрическими размерами. Вносимое сопротивление 5 - 15 Ом в зависимости от геометрических размеров перемычки.

В табл. 6.5 представлены относительные удельные сопротивления некоторых металлов.

Таблица 6.5

Относительные удельные сопротивления металлов

Металл	Cu	Ag	Au	Al	Cr	W	Ni	Pt	Ta
$\rho_{Me}/\rho_{Cu}$	1	0,94	1,3	1,6	1,8	3,2	4,1	5,9	10

*Примечание.*  $\rho_{Me}$  и  $\rho_{Cu}$  - удельные сопротивления металла и меди соответственно ( $\rho_{Cu}=1,7 \cdot 10^{-6}$  Ом·см).

## 6.4. Задачи и упражнения

6.1. Определить форму, геометрические размеры, метод изготовления и минимальную площадь, занимаемую резисторами на подложке, при следующих исходных данных: номиналы резисторов  $R_1 = 6$  кОм,  $R_2 = 1$  кОм,  $R_3 = 100$  кОм, допустимое отклонение сопротивления резисторов от номинала  $\gamma_{R1} = 5$  %,  $\gamma_{R2, R3} = 15$  %; мощности рассеяния  $P_1 = 10$  мВт,  $P_2 = 30$  мВт,  $P_3 = 16$  мВт; диапа-

зон температур 20 – 100 °С; погрешность воспроизведения материала резистивной пленки  $\gamma_{\rho_s} = 2,5 \%$ ; погрешность старения резистивной пленки  $\gamma_{R_{ст}} = 0,3 \%$ .

*Указания.*

1. Определяем оптимальное сопротивление квадрата резистивной пленки по формуле (6.1).

2. По табл. 6.1 выбираем материал резистивной пленки с ближайшим к  $\rho_{s \text{ опт}}$  значением. Проверяем правильность выбранного материала. В соответствии с выражением (6.2) определяем температурную погрешность  $\gamma_{R_t}$  и допустимую погрешность коэффициента формы для наиболее точного резистора по (6.3)  $\gamma_{K_{ф \text{ доп1}}}$ . Если значение  $\gamma_{K_{ф \text{ доп1}}}$  отрицательно, то это означает, что изготовление резистора заданной точности из выбранного материала невозможно. В этом случае необходимо выбрать другой материал с меньшим ТКС, либо использовать подгонку резисторов, если позволяет технологическое оборудование.

Если значение  $\gamma_{K_{ф \text{ доп}}}$  для наиболее точного резистора положительно, то рассчитываем допустимую погрешность коэффициента формы для второго и третьего резисторов.

3. Определяем форму резисторов по коэффициенту формы (6.4).

4. Далее анализируем технологические возможности и выбираем метод формирования конфигурации резисторов. С точки зрения технологичности все резисторы целесообразно изготавливать одним методом (табл. 6.2).

Если метод изготовления заранее не задан, большая часть резисторов имеет прямоугольную форму и нет ограничений по площади подложки, то целесообразно выбрать масочный метод. С помощью этого метода можно изготовить резисторы типа «меандр» лишь с точностью  $\pm 20 \%$ . Поскольку по условию точность изготовления резистора  $R_1 = \pm 5 \%$  и требуется, чтобы резисторы занимали минимальную площадь, для данного случая следует выбрать фотолитографический метод и выполнять резистор в виде меандра. По табл. 6.2 определяем технологические ограничения для метода фотолитографии  $\Delta b$ ,  $\Delta l$ ,  $b_{\text{техн}}$ ,  $l_{\text{техн}}$ ,  $a_{\text{min}}$ ,  $b_{\text{min}}$ . Далее проводим расчет последовательно для каждого резистора.

5. Расчет резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Для резисторов, имеющих  $K_{\phi} \geq 1$  расчетную ширину резистора определяем по выражениям (6.5) – (6.7), длину резистора по (6.8). Полную длину резистора с учетом перекрытия контактных площадок (не определяется при методе двойной фотолитографии) находим по (6.9). Площадь резистора определяем по (6.10). Для проверки определяем действительную удельную мощность и погрешность изготовления резистора по формулам (6.15) - (6.17).

Для резисторов, имеющих коэффициент формы меньше единицы, расчет начинаем с определения длины по формулам (6.11) - (6.13). Расчетная ширина определяется по (6.14). Полную длину с учетом перекрытия контактных площадок определяем по (6.9). Площадь резистора определяем по (6.10). Для проверки определяем действительную удельную мощность и погрешность изготовления резистора по формулам (6.15) - (6.17).

Если  $K_{\phi} > 10$ , то резистор сложной формы (составной, меандр или типа «змейка»). После определения  $K_{\phi}$  и выбора формы резистора находим ширину резистора по формулам (6.5) - (6.7). Затем рассчитываем длину средней линии меандра по (6.18). Задаемся расстоянием между соседними звеньями меандра. Шаг одного звена по (6.19). Оптимальное число звеньев меандра по (6.11). Длина меандра по (6.22). Ширина меандра по (6.23). Проведем уточненный расчет резистора с учетом неравномерности плотности тока в изгибах. Выделим элементы П-образных изгибов, так как  $a = b$ . Количество элементов изгибов  $m = n$  (учетом двух приконтактных областей изгибов). Сопротивление П-образных изгибов  $R_{и} = 4\rho_s$ . Рассчитаем длину прямолинейных участков по (6.26). Окончательные габаритные размеры резистора: длина  $L$  по (6.22), ширина  $B = l_{и} + 4b$ . Габаритная площадь резистора (6.10). Проверку расчета резистора проводим по формулам (6.15) - (6.17). Делаем выводы.

6.2. Определить геометрические размеры и минимальную площадь двух конденсаторов на одной подложке, изготовленных в едином технологическом цикле, при следующих исходных данных: емкость конденсаторов  $C_1 = 100$  пФ,  $C_2 = 2500$  пФ; допустимое отклонение емкости от номинала  $\gamma_C = 15$  %; рабочее напряжение,  $U_{раб} = 15$  В; диапазон температур  $T = -60 - 125$  °С; тангенс угла диэлектрических потерь на рабочей частоте  $\text{tg } \delta = 0,03$ ; максимальная рабочая частота  $f_{\max} = 400$  кГц; погрешность воспроизведения удельной емкости  $\gamma_{C_0} = 5$  %; погрешность старения  $\gamma_{ст} = 1$  %.

#### Указания

1. По табл. 6.3 с учетом изложенных рекомендаций выбираем материал диэлектрика для обоих конденсаторов. Выписываем его параметры:  $\epsilon$ ;  $\text{tg } \delta$ ;  $E_{пр}$ ; ТКС. Минимальную толщину диэлектрика  $d_{\min}$  и удельную емкость  $C_{0v}$  для обеспечения необходимой электрической прочности находим по (6.27) и (6.40).

2. Определяем температурную погрешность емкости  $\gamma_{ст}$  в соответствии с (6.29) и допустимую погрешность активной площади конденсатора  $\gamma_S$  доп согласно (6.34).

3. Минимальную удельную емкость для обеспечения точности изготовления  $C_{0точн}$  наименьшего по номиналу конденсатора определяем по (6.39), используя для определения  $\Delta L$  табл. 6.4.

4. Определяем, какова должна быть удельная емкость наименьшего по номиналу конденсатора с учетом технологических возможностей изготовления по площади перекрытия обкладок и толщине диэлектрика  $C_{0\min}$  по (6.56). Задаемся  $S_{\min}$ .

Таким образом, получены три значения удельной емкости:  $C_{0v}$ ,  $C_{0точн}$ ,  $C_{0\min}$ . Окончательно выбираем значение удельной емкости  $C_0$ , как минимальное из трех значений.

5. Определяем, какая толщина диэлектрика соответствует выбранной удельной емкости  $C_0$  по (6.54).

6. Далее проводим расчет геометрических размеров конденсаторов по формулам (6.42) - (6.47).

Расчет конденсатора  $C_1$ . Проводим расчет геометрических размеров конденсатора по формулам (6.42) - (6.47). Проверку расчета производим по формулам (6.48) - (6.55), (6.34). Расчет конденсатора  $C_2$  проводят аналогично.

Проверки должны показывать, что конденсаторы не выходят за пределы точности, имеют запас по электрической прочности и тангенс угла диэлектрических потерь меньше заданного.

6.3. Рассчитать минимальную ширину металлизированной дорожки  $b$  при максимальном токе  $I = 30$  мА и толщине металлизации  $d_m = 1,5$  мкм. Для найденного значения  $b$  определить также значения паразитных параметров ( $R_p$ ,  $R_v$ ,  $C_p$ ,  $L_p$ ), отнесенные к единице длины, и сопротивления паразитных элементов на частоте  $f = 100$  МГц. Толщину полупроводниковой пластины примем равной 250 мкм;  $d_d = 0,5$  мкм;  $\varepsilon_d = 3,9$ .

*Указания.*

Допустимая плотность тока через металлизированную дорожку  $j_d = 2 \cdot 10^5$  А/см<sup>2</sup>, тогда  $b = l/(j_d d_m)$ , мкм. Активное паразитное сопротивление металлизированной дорожки ( $R_p$ ) при  $R_v = 0,05$  Ом/□ и сопротивление, связанное со скин-эффектом [см. (6.59)], составят:  $R_p/l$ , Ом/см и  $R_v/l$ , Ом/см. Значение  $C_p/l$ , пФ/см [см. (6.60)], а соответствующее сопротивление  $l/(\omega C_p)$ , Ом/см. Паразитная индуктивность [см. (6.61, а)]  $L_p/l$  Гн/см, соответствующее паразитное индуктивное сопротивление  $\omega L_p/l$ , Ом/см.

6.4. Рассчитать для двухслойной металлизации  $C_p/l$  и  $f_0$ . Для первого слоя диэлектрика ( $\text{SiO}_2$ ) примем  $d_{d1} = 0,5$  мкм;  $\varepsilon_{d1} = 3,9$  для второго слоя ( $\text{SiO}$ )  $d_{d2} = 1$  мкм;  $\varepsilon_{d2} = 6$ ; ширина металлизированной дорожки  $b = 10$  мкм при длине  $l$  см; толщина пластины  $d_p = 250$  мкм.

*Указания.*

Из выражения для эффективного значения  $\varepsilon$  определяем  $\varepsilon_{д.эф.}$ . Из (6.60) и (6.62) определяем  $C_p/l$ , пФ/см и  $f_0$ , МГц.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Харкевич А.А. Основы радиотехники / А.А. Харкевич. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 512 с.
2. Догадин Н.Б. Основы радиотехники: учеб. пособие / Н.Б. Догадин. - СПб.: Изд-во «Лань», 2007. - 272 с.
3. Анисимова Н.Е. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие в 2-х ч. / Н.Е. Анисимова. – Ростов-на-Дону: РКРИПТ, Ч. 1. - 2014.– 156 с.
4. Гимпилевич Ю.Б. Сигналы и процессы в радиоэлектронике: учеб. пособие / Ю.Б. Гимпилевич. – Севастополь: СевГУ, 2019. – 247 с.
5. Теория электрических цепей. Сборник задач: учеб.-метод. пособие в 4-х ч. / А. П. Курулёв [и др.]. – Минск: БГУИР, Ч. 1: Электрические цепи постоянного и переменного тока. Колебательные контуры, 2017. – 142 с.
6. Березин А.С. Технология и конструирование интегральных микросхем / А.С. Березин, О.Р. Мочалкина. – М.: Радио и связь, 1983. – 232 с.
7. Конструирование и технология микросхем. Курсовое проектирование: учебное пособие для вузов / под ред. Л.А. Коледова. – М.: Высшая школа, 1984. – 231 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
1. Преобразование непрерывных сообщений в дискретные сигналы.....	4
1.1. Периодический сигнал, его параметры и характеристики.....	4
1.2. Задачи и упражнения.....	7
2. Модуляция аналоговых сигналов.....	9
2.1. Амплитудная модуляция. Основные формулы.....	9
2.2. Частотная модуляция. Основные формулы.....	12
2.3. Задачи и упражнения.....	15
3. Колебательные контуры.....	17
3.1. Расчет параметров последовательного контура.....	17
3.2. Расчет параметров параллельного контура.....	18
3.3. Задачи и упражнения.....	19
4. Маркировка интегральных микросхем.....	21
4.1. Маркировка ИМС по ГОСТ-73.....	21
4.2. Маркировка ИМС до 1973 года.....	26
4.3. Маркировка ИМС по ГОСТ-88.....	27
4.4. Особенности расшифровки маркировки ИМС.....	28
4.5. Задачи и упражнения.....	28
5. Активные элементы интегральных схем.....	29
5.1. Электрофизические параметры структуры интегральных микросхем.....	29
5.2. Проектирование диодов и транзисторов с барьером Шотки.....	32
5.3. Проектирование элементов МДП-интегральных полупроводниковых микросхем.....	35
5.3.1. Проектирование МДП-конденсаторов.....	35
5.3.2. Проектирование МДП-транзисторов.....	39
5.4. Задачи и упражнения.....	42
6. Пассивные элементы интегральных схем.....	46
6.1. Расчет тонкопленочных резисторов.....	46
6.2. Расчет тонкопленочных конденсаторов.....	57
6.3. Проектирование межэлементных соединений.....	68
6.4. Задачи и упражнения.....	70
Библиографический список.....	74

**ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ УСТРОЙСТВ  
РАДИОТЕХНИКИ И МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**

к выполнению практических занятий  
для студентов направления  
11.03.04 «Электроника и наноэлектроника»  
(профиль «Микроэлектроника и твердотельная электроника»)  
всех формы обучения

**Составитель**  
**Свистова Тамара Витальевна**

В авторской редакции

Подписано к изданию 22.05.2024.  
Уч.-изд. л. 4,2.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический  
университет»  
394006 Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84