

Министерство высшего и среднего специального образования СССР
Московское ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени
высшее техническое училище им. Н. Э. Баумана

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
ПО ДИПЛОМНОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ
«ЭКРАНИРОВАНИЕ И МЕЖСОЕДИНЕНИЯ В ЭВА
И РЭА. РАСЧЕТЫ НАДЕЖНОСТИ ЭВА И РЭА»**

Данные методические указания издаются в соответствии с учебным планом. Рассмотрены и одобрены кафедрой П-8 23.05.79 г., Методической комиссией факультета П и Учебно-методическим управлением.

Рецензент к.т.н., доц. Кухарь Ю.И.

Московское высшее техническое училище им. Н.Э. Баумана

Авторы: глава 1 - Белов Б.И., Шерстнев В.В.; глава 2 — Маркелов В.В., Съедугин В.В., Чеканов А.Н.

Содержание

Предисловие	3
Глава 1. Конструирование межсоединений печатных плат ...	3
1.1. Конструктивно-технологический расчет	3
1.2. Расчет по постоянному току	6
1.3. Расчет по переменному току	13
1.4. Емкость и взаимная индуктивность печатных проводников.....	18
1.5. Порядок выполнения расчетов печатных элементов платы	21
Глава 2. Расчеты надежности	22
2.1. Этап эскизного проектирования	22
2.2. Этап технического проектирования.....	23
2.3. Расчет надежности функциональных узлов на микросхемах.....	28
Литература	40

Редактор Ю.Н. Хлебинский

Корректор Л.И. Малютина

ПРЕДИСЛОВИЕ

Важнейшим этапом конструкторского проектирования ЭВА и ПП является разработка печатных плат. На расположение и конструктивное оформление элементов печатного монтажа действует ряд ограничений, связанных с технологическими особенностями производства и обеспечением необходимых электрических параметров. В соответствии с этим проводятся расчеты: конструктивно-технологический, по постоянному и переменному току, на основе которых проектируется монтаж, удовлетворяющий требованиям технологичности, электрической прочности, помехоустойчивости. Расчет печатных проводников необходим для определения длины, ширины проводников, расстояний между проводниками и т.д.

Особое значение при конструкторском проектировании приобретает расчет надежности аппаратуры, который проводится на всех этапах проектирования и оценивается следующими параметрами: вероятностью безотказной работы, интенсивностью отказов, средним временем наработки на отказ*. Расчет надежности выполняется на всех уровнях модульности конструкции (ячейка, блок, стойка).

Глава 1. КОНСТРУИРОВАНИЕ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

1.1. Конструктивно-технологический расчет

Конструктивно-технологический расчет печатных плат производится с учетом производственных погрешностей рисунка проводящих элементов, фотошаблона, облучения, сверчения, экспонирования и т.д., Граничные значения основных параметров печатного монтажа, которые могут быть обеспечены при конструировании и производстве для трех классов плотности монтажа, представлены в табл. 1.1»

Таблица 1.1

Наименование печатного элемента	Обозначение	Размеры элементов для классов плотности печатного монтажа		
		1	2	3
1	2	3	4	5
Ширина проводников, мм	$\rho_{\text{пр}}$	0,5	0,25	0,15

Продолжение табл. 1.1

	2	3	4	5
Расстояние между проводниками, контактными площадками, проводником и контактной площадкой, проводником и металлизированным отверстием, мм	e^r	0,5	0,25	0,15
Отношение диаметра металлизированного отверстия к толщине платы	γ	0,5	0,4	0,33
Ширина пояска контактной площадки, мм	$\delta_{по}^r$	0,05	0,035	0,025

Выбранные в соответствии с табл. 1.1 размеры необходимо согласовать с технологическими возможностями конкретного производства. Допустимые погрешности выполнения конструктивных элементов печатной платы сведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Погрешность	Обозначение	Максимальное значение, мм
Расположения отверстия относительно координатной сетки	δ_0	0,07
Расположения контактной площадки	$\delta_{кп}$	0,15
Диаметра отверстия	δ_d	0,12
Фотокопии и фотошаблона	$\delta_{фр}$	0,06
Смещения проводника	δ_t	0,05
Расположения контактной площадки относительно координатной сетки на фотошаблоне	$\delta_{фш}$	0,05

Минимальный диаметр переходного отверстия определяется из соотношения

$$d_{по} \geq \gamma h_{пл}; \quad (1.1)$$

минимальный диаметр монтажного отверстия

$$d_{мо} \geq d_{г} + \delta + 2h_r + \delta_{д}, \quad (1.2)$$

где $h_{пл}$ — расчетная толщина печатной платы;

d_z - диаметр вывода электрорадиоэлементов (ЭРЭ), микро-схемы или разъема;

Δ - зазор между выводом и монтажным отверстием (наивысшая надежность паяного соединения будет при $\Delta = 0,4 \div 0,5$ мм);

h_r - толщина гальванически наращенной меди (обычно $h_r = 0,05 \div 0,06$ мм).

Если вычисленный по формуле (1.2) диаметр d_{MO} окажется меньше произведения $\gamma \cdot h_{np}$, то из технологических соображений d_{MO} принимается равным $\gamma \cdot h_{np}$.

Необходимая толщина многослойной печатной платы (МПП) обеспечивается подбором слоев фольгированного и изоляционного материалов:

$$h_{np} = \sum_{i=1}^{m_{\varphi}} h_{\varphi c} + (0,5 \div 0,6) \sum_{j=1}^{n_u} h_{uc}, \quad (1.3)$$

где $h_{\varphi c}$, h_{uc} - толщина фольгированного и изолирующих слоев
 m_{φ} , n_u - число фольгированных и изолирующих слоев МПП.

Минимальный диаметр контактной площадки d_{kn} металлизированных отверстий с учетом погрешностей и подтравливания фольги

$$d_{kn} = 2(\delta_{no}^r + d_{MO}/2 + \delta_0 + \varepsilon_{kn}) + \delta_{\varphi\varphi} + 1,5h_{\varphi} \quad (1.4)$$

где h_{φ} - толщина фольги.

С учетом подтравливания фольги по окружности контактной площадки диаметр контактной площадки увеличивают на $1,5 h_{\varphi}$.

Минимальная ширина проводника с учетом подтравливания зависит от прочности сцепления проводника с основанием без отслаивания:

$$b_{np} = \varepsilon_{np}^r + \delta_{\varphi\varphi} + 1,5h_{\varphi} \quad (1.5)$$

Минимальное расстояние ε_{mn} , которое может быть получено между проводником и монтажным отверстием с контактной площадкой,

$$\varepsilon_{mn} = \varepsilon_4 \cdot (\alpha_{kn}/2 + \delta_{\varphi uc} + \varepsilon_{np}/2 + \delta_0), \quad (1.6)$$

минимальное расстояние между двумя проводниками

$$\varepsilon_{np} = \varepsilon_4 \cdot (\varepsilon_{np} + 2\varepsilon_2). \quad (1.7)$$

Параметр ε_4 в формулах (1.6) и (1.7) представляет собой расстояние между центрами отверстий и осевыми линиями проводников и берется из чертежа печатной платы. Вычисленные значения ε_{mn} и ε_{np} для выбранного класса печатного монтажа сравниваются со значениями ε'' табл. 1.1. При ε_{mn}

$\ell_{пл} < \ell^r$ расстояние ℓ_4 на плате увеличивают и выполняют повторные проверочные расчеты по формулам (1.6) и (1.7). Если $\ell_{пл}, \ell_{пл} > \ell^r$, то расчеты прекращают.

Вычисленные минимально возможные с точки зрения технологии производства значения параметров печатных элементов затем корректируются в сторону увеличения на основании электрического расчета тех же элементов по постоянному и переменному току.

1.2. Расчет по постоянному току

Наиболее важными электрическими свойствами печатных плат по постоянному току являются нагрузочная способность проводников по току, сопротивление изоляции и диэлектрическая прочность основания платы.

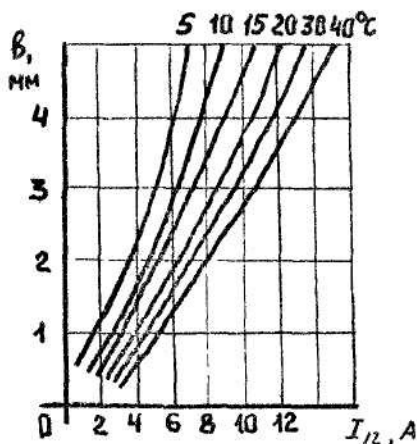


Рис. 1.1. Нагрузочная способность по току печатного проводника

толщина, ширина и длина проводника, мм;

I_{12} — ток через проводник, А.

Удельное сопротивление ρ зависит от способа получения печатных проводников. Для медной катаной фольги ρ составляет 0,017 Ом·мм²/м, а для проводников, полученных методом электрохимического наращивания, — 0,050 Ом·мм²/м. Для электронных логических схем допустимое падение напряжения на сигнальных цепях должно быть не более помехоустойчивости логических элементов, а на цепях питания и "земли" не долж-

Нагрузочная способность по току печатных проводников толщиной 35 мкм, полученных химическим травлением фольги, представлена на рис. 1.1. Зная ток через проводник и задаваясь его перегревом, из графиков можно определить необходимую ширину проводника. Практически сечение проводника рассчитывают по допустимому падению напряжения u_{12} на проводнике:

$$u_{12} = \rho \frac{\ell_{12}}{h_{\phi} b} I_{12}, \quad (1.8)$$

где ρ — удельное сопротивление проводника, Ом·мм²/м;
 h_{ϕ} , b , ℓ_{12} — соответственно

но превышать 1-2% от номинального значения подводимого напряжения ε_k .

Требуемое сечение печатного проводника сигнальной цепи, шины питания и "земли" вычисляются по

$$S_c \geq \rho \frac{I_n}{U_{ny}} I_n, \quad (1.9)$$

$$S_{пз} \geq \rho \frac{I_n}{(0,01 - 0,02) \varepsilon_k} I_n, \quad (1.10)$$

где U_{ny} - помехоустойчивость логического элемента.

Для современных серий микросхем помехоустойчивость не хуже 0,4-0,5 В, а ток, выдаваемый в нагрузку, не превышает 0,1 А. Вычисленная по формуле (1,9) ширина сигнальной цепи при толщине печатного проводника 35 мкм и более окажется ниже технологических возможностей производства.

Оценим необходимую ширину проводника сигнальной цепи для платы размерами 240x360 мм и толщиной фольги 35 мкм. При максимально возможной длине трассы 600 мм ширина проводника

$$b \geq \frac{0,017 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2 / \text{м} \cdot 0,6 \text{ м} \cdot 0,1}{0,4 \text{ В} \cdot 0,035 \text{ мм}} = 2,00 \times 3 \text{ мм}$$

Переход проводника с одного слоя на другой в конструкциях двусторонних печатных плат (ДПП) и МПП осуществляется металлизированными переходными отверстиями, сопротивление которых

$$R_{пс} = \rho \left[\frac{1}{h_{пс}} \left(\frac{1}{2} - \frac{z_1^2}{2} - \frac{z_2^2}{2} \right) \right] = \rho h_{пс} / (2 \pi z_1 z_2) \quad (1.11)$$

где $h_{пс}$ - высота отверстия, м; z_1, z_2 - внешний и внутренний радиус отверстия, мм; $h_{пс}$ - толщина фольги.

Поскольку $h_{пс} \ll z_1, z_2$, то пренебрегая z_1^2 и z_2^2 ,

$$R_{пс} = \rho h_{пс} / (2 \pi z_1 z_2)$$

Стенки переходных отверстий металлизировываются методом электролитического или химического наращивания меди. Сопротивление металлизированного отверстия имеет удельное сопротивление 0,060 Ом·мм²/м при рабочей плотности тока 10 А/мм². Сопротивление металлизированного отверстия платы толщиной 2 мм при радиусе переходного отверстия 0,5 мм и толщине металлизации 30 мкм

$$R_{пс} = \frac{0,050 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2 / \text{м} \cdot 0,002 \text{ м}}{2 \pi \cdot 0,5 \text{ мм} \cdot 0,035 \text{ мм}} = 0,0010 \text{ Ом}$$

Подобным сопротивлением обладает печатный проводник из катаной фольги шириной 0,3 мм, толщиной 0,035 мкм и длиной 0,6 мм. Реальные проводники на плате имеют значительно большую длину и не более 3-5 переходных отверстий на проводник, поэтому при расчетах проводников активным сопротивлением переходных отверстий можно пренебречь.

Таким образом, расчет по постоянному току печатных проводников сигнальных цепей не нужен. Минимальная ширина проводника будет диктоваться технологическими возможностями производства.

Однако необходимость в расчетах возникнет при определении ширины проводников цепей питания и "земли". Для этого на основании топологической схемы разводки цепей питания и "земли" платы составляется расчетная электрическая схема, позволяющая оценить падение напряжения на проводниках. В электрических параметрах на микросхеме указывается максимально возможное изменение питающего напряжения, которое для современных микросхем не должно превышать 5-10%. С учетом падения напряжения на цепях питания и "земли" блока, стойки, межстоечных соединений задаются допустимым падением напряжения на печатных трассах.

Рассчитаем проводники питания и "земли" платы, на которой устанавливается 100 микросхем в 10 вертикальных и 10 горизонтальных рядов. Шаг установки корпусов в горизонтальном ряду составляет 10 мм, в вертикальном - 20 мм, мощность, потребляемая каждой микросхемой — 100 мВт, напряжение источника питания - 5 В, толщина катаной фольги - 0,05 мкм. Схема разводки цепей питания и "земли" представлена на рис. 1.2, расчетная схема - на рис. 1.3. Каждая микросхема в расчетной схеме моделируется источником тока I_{MC} значение которого постоянно и не зависит от изменения напряжения источника питания вследствие малости изменения последнего. Рассмотрим наихудший случай, когда одновременно все микросхемы на плате потребляют от источника питания максимальные токи. В наихудших условиях работает m -я микросхема n -го ряда, падение напряжения на проводниках питания и "земли" которой

$$U = U_{R2} + U_{R2}^* + U_{R3} + U_{R3}^* +$$

$$U = 2[mn I_{MC} R_{eT} + m(n-1) I_{MC} R_{eT} + \dots + m I_{MC} R_{eT}] +$$

$$+ [m I_{MC} R_{eB} + (m-1) I_{MC} R_{eB} + \dots + I_{MC} R_{eB} + m I_{MC} R_{eB}] =$$

$$= I_{MC} \left[\frac{2m(n+1)l_r}{2} Re_r + \frac{(m+1)m+2m}{2} Re_b \right], \quad (1.13)$$

где U_p, U_p^*, U_3, U_3^* - падение напряжения на проводниках питания и "земли"; m, n - количество вертикальных и горизонтальных рядов микросхем.

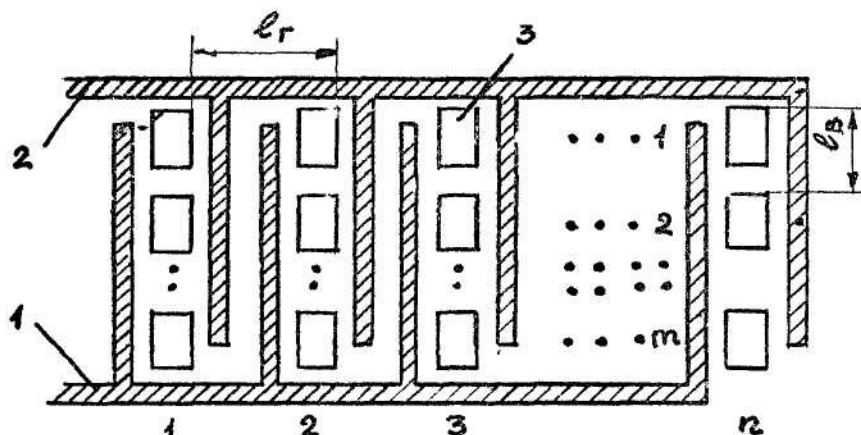


Рис. 1.2. Топологическая схема разводки проводников питания и "земли": 1 - проводник питания; 2 - проводник "земли"; 3 - микросхема

Активное сопротивление участков проводника

$$Re_r = \rho \frac{l_r}{h_{q0}}; \quad Re_b = \rho \frac{l_b}{h_{q0} b}, \quad (1.14)$$

где l_r, l_b - длина горизонтального и вертикального участков проводника питания и "земли".

Ток, потребляемый микросхемой,

$$I_{MC} = P_{MC} / E_K, \quad (1.15)$$

где P_{MC} - мощность микросхемы.

Подставив выражения (1.14) и (1.15) в (1.13) и разрешив относительно b , найдем

$$b \geq \frac{P_{MC}}{0,01 E_K^2} \cdot \frac{\rho}{a} \left[mn(n+1)l_r + \frac{m^2+3m}{2} l_b \right], \quad (1.16)$$

$$b \geq \frac{0,1 \text{ Вт} \cdot 0,017 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}}{0,01 \cdot 25 \text{ В}^2 \cdot 0,035 \text{ мм}} (1100 \cdot 0,01 \text{ м} + 65 \cdot 0,02 \text{ м}) \gg 2,5 \text{ мм}.$$

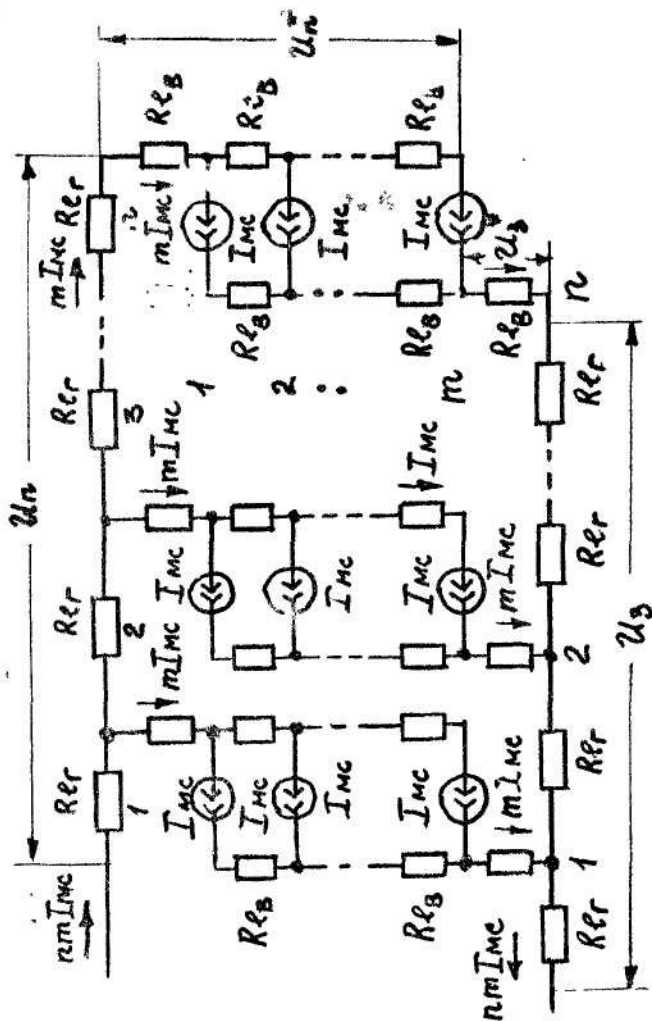


Рис. 1.3. Расчетная схема проводников питания и "земли"

Таким образом, если допустимое падение напряжения не превышает 1% от питающего напряжения, то ширина проводника должна быть не менее 2,5 мм.

При установке на плате определенного числа микросхем $N = n \cdot m = \text{const}$ возможно такое их размещение, при котором допустимое падение напряжения, а следовательно, и ширина проводника питания и "земли", будут минимальными. Подставив $n = N/m$ в (1.16) и продифференцировав по m , найдем оптимальное значение m :

$$\frac{\partial V}{\partial m} = \frac{P_{мс}}{0,01E^2} \cdot \frac{\rho}{a} \left(-\frac{N^2}{m^2} \ell_r + m \ell_g + 1,5 \ell_g \right) = 0.$$

Отсюда

$$m^3 + 1,5 m^2 - N^2 \frac{\ell_r}{\ell_g} = 0. \quad (1.17)$$

Для $N = 100$, $\ell_r = 0,01$ м и $\ell_g = 0,02$ м получим уравнение

$$m^3 + 1,5 m^2 - 5000 = 0.$$

разрешив которое по общим правилам решения уравнений 3-й степени, получим m_{opt} . Однако для реальной конструкции m имеет целочисленное значение, поэтому решение уравнения можно дать в виде табл. 1.3, в которой представить некоторые целочисленные значения аргумента и знак функции при данном значении аргумента. Изменение знака функции позволит определить значение одного из корней уравнения.

Таблица 1.3

	12	14	16	17	18
Знак функции	-	-	-	+	+

Для рассмотренного ранее примера $m_{opt} = 17$ и $n_{opt} = 6$ минимальная ширина проводника питания и "земли" будет 2,1 мм, что почти на 20% меньше, чем в первом варианте размещения.

Количество контактов n_k разъемного соединителя косвенного сочленения, осуществляющих подвод напряжения питания и "земли",

$$n_k = S_{пз} / \sqrt{d} \cdot n_{ср}. \quad (1.18)$$

Количество контактов разъема прямого сочленения

$$n_n = S_{пз} / S_{кп}, \quad (1.19)$$

где $S_{кп}$ — площадь контактирования контактной пары разъема.

Минимальное расстояние между проводниками для плат

без защитного лакового покрытия зависит от напряжения пробоя и давления окружающей среды. Зазор между проводниками для нормального атмосферного давления выбирают на основании данных табл. 1.4 в зависимости от разности напряжения между соседними проводниками.

Таблица 1.4

Напряжение, В	0-30	31-50	51-100	101-300	301-500	> 500
Минимальный зазор, мм	0,25	0,40	0,50	0,75	1,5	0,03/1 В

Напряжение пробоя лакированных плат определяется электрической прочностью лакового покрытия.

Полученный для конкретной разности потенциалов между проводниками зазор из табл. 1.4 должен быть увеличен, если сопротивление утечки между проводниками превысит допустимое значение, вычисленное на основе анализа реализуемой на плате принципиальной схемы. Различают два вида электропроводности диэлектриков: поверхностную и объемную. Поверхностное сопротивление изоляции R_S параллельных печатных проводников обуславливается наличием удельного поверхностного сопротивления ρ_S диэлектрика платы:

$$R_S = \rho_S \frac{A}{\ell_T}, \quad (1.20)$$

где A - зазор между проводниками; ℓ_T - наибольшая длина совместного прохождения проводников.

Объемное сопротивление изоляции R_V между проводниками внутренних слоев МПП и проводниками противоположных слоев ДПП вызывается наличием удельного объемного сопротивления ρ_V диэлектрика:

$$R_V = \rho_V \frac{h_{\text{ПП}}}{S_{\text{П}}}, \quad (1.21)$$

где $S_{\text{П}}$ - минимальная площадь проекции печатных проводников друг на друга.

Между проводниками, расположенными на поверхности печатной платы, существуют оба вида электропроводности. Сопротивление изоляции R_U параллельных проводников (рис. 1.6а) приблизительно вычисляется как

$$R_U = \frac{R_S \cdot R_V}{R_S + R_V} = \frac{\rho_S \frac{A}{\ell_T} \rho_V \frac{A+B}{\delta \ell_T}}{\rho_S \frac{A}{\ell_T} + \rho_V \frac{A+B}{\delta \cdot \ell_T}}, \quad (1.22)$$

Удельные электрические сопротивления некоторых марок фольгированных диэлектриков представлены в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Марка материала	ГФ	СФ	НФД	ФДТ
$\rho_V \times 10^{12}$ Ом·м	0,42	1,5	4	2
$\rho_S \times 10^{12}$ Ом	6,5	300	400	70

Сопротивление изоляции влияет на функционирование ТЭЗ. Для нормальной работы ТЭЗ сопротивление изоляции между разобщенными цепями в условиях наивысшей влажности должно превышать входное сопротивление $R_{вх}$ коммутируемых электронных схем более чем в 1000 раз. Если $R_{из}$ окажется меньше 1000 $R_{вх}$, то разор A в формуле (1.22) увеличивают и вновь оценивают $R_{из}$, и так повторяют до тех пор, пока $R_{из}$ не станет более 1000 $R_{вх}$. Входное сопротивление электронных схем на дискретных компонентах вычисляется по общим правилам, изложенным в дисциплинах по электронной и импульсной технике. Входное сопротивление цифровых микросхем можно получить из технических условий, если для состояния логического 0 и 1 разделить входное напряжение на ток и в качестве расчетного значения для определения $R_{вх}$ взять наибольшее.

1.3. Расчет по переменному току

При передаче по печатным элементам платы высокочастотных импульсных сигналов из-за наличия индуктивного сопротивления проводников, взаимной индуктивности и емкости, сопротивления утечки между проводниками сигналы искажаются, появляются поперекрестные помехи. Расчет по переменному току позволяет уточнить максимальную длину одиночного проводника, максимальную длину соосежной проводки рядом расположенных проводников зазора между проводниками.

Падение импульсного напряжения U на длине проводника в 1 см приблизительно вычисляется по формуле

$$\Delta U = L \cdot \frac{dI}{dt} \quad (1.23)$$

где L — погонная индуктивность проводника, нГ/см; dI/dt — изменение выходного тока переключения логического элемента, А/с;

t_f — длительность выходного сигнала, нс.

Умножив t_f на максимальную длину одиночного проводника, получаемую из расчета проводника по постоянному току, определим полное падение напряжения на проводнике, которое не

должно превышать помехоустойчивость логического элемента $U_{пу}$ по отношению к запаривающей помехе:

$$U_{пу} = U' - U'_{вх}$$

где U' , $U'_{вх}$ - выходное и входное напряжение логической единицы.

Пример 2. Определим максимальную длину печатной трассы, нагруженной на 7 логических элементов с параметрами $\Delta I = 12$ мА, $\Delta t = 5$ нс. Трасса имеет погонную индуктивность $L = 15$ нГ/см. Падение напряжения на единицу длины проводника

$$U_L = 15 \text{ нГ} \cdot 0,712 \text{ А} / 5 \text{ нс} = 0,25 \text{ В/см}$$

При $U' = 3,0$ В и $U'_{вх} = 1,7$ В помехоустойчивость $U_{пу}$ равна 1,3 В. Максимальная длина трассы должна быть не более

$$L_{max} = U_{пу} / U_L = 1,3 \text{ В} / 0,25 \text{ В/см} = 5,2 \text{ см} \quad (1.24)$$

При передаче по линии связи сигналов будет наблюдаться их задержка, определяемая по формуле

$$\tau = \sqrt{L_A \cdot C_A} = \tau_0 \epsilon_{12} \sqrt{\epsilon \mu} \quad (1.25)$$

где C_A , L_A - емкость и индуктивность линии; τ_0 - погонная задержка при передаче сигнала по проводнику в вакууме;

ϵ , μ - диэлектрическая и магнитная проницаемость основания платы.

Задержка τ_0 составляет 3,3 нс/м. Относительная диэлектрическая проницаемость широко распространенных в практике конструирования диэлектриков изменяется в узких пределах от 2,5 до 6. Поскольку в целях передачи сигналов используются немагнитные материалы с $\mu = 1$, то погонная задержка будет 5-8 нс/м. В результате отражений сигнала от входных-выходных цепей линии задержка в значительной степени может возрасти. Отражения в линиях связи будут отсутствовать, если их выполнять согласованными. Согласование выполняется применением конструкций связан с высокой стабильностью волнового сопротивления (полосковых и микрополосковых линий), введшем в качестве согласующих элементов резисторов.

Между рядом расположенными проводниками существует электрическая связь через сопротивление утечки, взаимную емкость и индуктивность, которая приводит к появлению на пассивной линии связи (рис. 1.4а) напряжения так называемой перекрестной помехи от активной линии. При расчете помехи

используемся эквивалентной схемой рис. 1.4б, в которой рассмотренная логическая схема представлена источником напряже-

ния с внутренним сопротивлением, невозбужденные - линиями R_1 , R_2 , R_3 , линия передачи - волновым

сопротивлением Z ? . Прямой способ определения помехи, когда составляется система дифференциальных уравнений электрических процессов схемы и разрешается относительно сигнала помехи, сложен и приводит к громоздким выражениям. Выводы значительно упростятся, если рассмотреть и оценить каждую помеху отдельно.

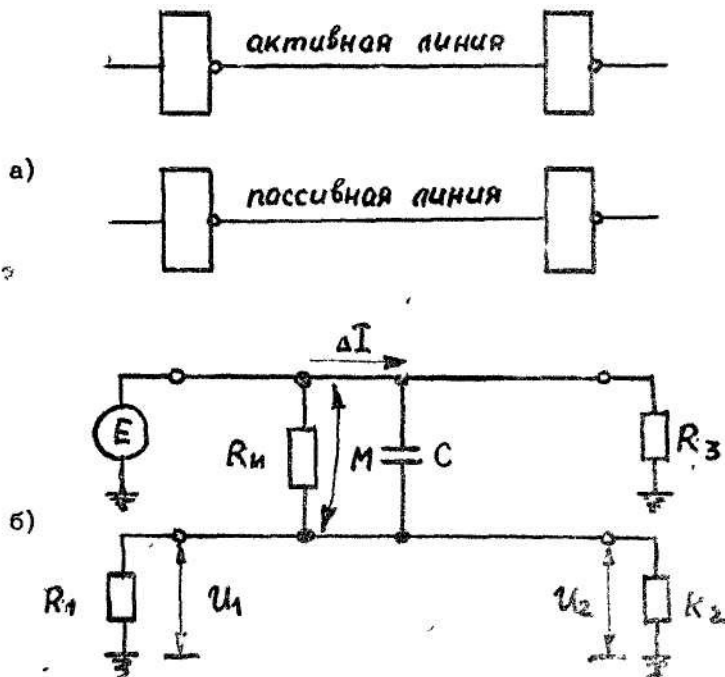


Рис. 1.4. Перекрестные помехи в линиях пероцзчи: а) - электронная схема; б) - расчетная схема

Напряжение помехе через оопраттилениж утечки (изслг-ции) при одностороннем росголожечии лровоаниксл (в эквивалентной схеме рис. 1.46 С и А"?) предполагаются равными нулю) рассчитывается по Формуле

$$U_{R_1} = U_{R_2} = \frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}} \cdot E, \quad (1.26)$$

выходе пассивной линии.

При $R_{\text{св}} = \infty$ и $M = 0$ между проводниками будет иметь место емкостная помеха. Электрические процессы в эквивалентной схеме рис. 1.4б описываются дифференциальным уравнением

$$U_{C_1} = U_{C_2} = C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \frac{d(U - U_{C_1})}{dt}, \quad (1.27)$$

где U_{C_1}, U_{C_2} — напряжения емкостной помехи на входе и выходе пассивной линии.

Для линейно изменяющихся напряжений $E = \alpha t$ возбужденной схемы уравнение (1.27) можно представить как

$$\frac{dU_{C_1}}{dt} = \alpha \frac{U_{C_1} (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C},$$

где $\alpha = dE/dt$

Общее решение имеет вид

$$U_{C_1} = U_{C_2} = \alpha \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left\{ 1 - \exp\left(-t / \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C\right) \right\}.$$

Подставляя $\Delta E / \Delta t$ вместо α ($dE/dt \approx \Delta E / \Delta t$), в пределе при $t \rightarrow \infty$ получим

$$U_{C_1} = U_{C_2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \frac{\Delta U}{\Delta t}, \quad (1.28)$$

где $\Delta U, \Delta t$ — амплитуда и фронт выходного сигнала возбужденной логической схемы.

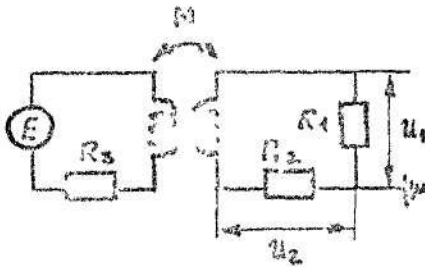


Рис. 1.б. Расчетная схема индуктивной помехи

Помеха только за счет взаимной индуктивности M между активным и пассивным проводником будет при $R_{\text{св}} = \infty$ и $C = 0$. Эквивалентная расчетная схема состоит из двух индуктивно связанных контуров (рис. 1.5). Ток в первом контуре в промежутке времени от 0 до t_1 , где t_1 — время задержки сигнала в активной линии, не меняется по формуле

при поступлении сигнала в нагрузку R_2 , ток в контуре не меняется и становится равным I_0 . Для второго контура согласно закону сохранения энергии, мощность

$$M \frac{dI_1}{dt} = U_{M_1} + U_{M_2} = i_2 (R_1 + R_2),$$

$$U_{M_1} = -M \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times \frac{dI_1}{dt}; \quad U_{M_2} = M \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{dI_1}{dt},$$

где U_{M_1} , U_{M_2} - напряжение индуктивной помехи на входе и выходе пассивной линии.

Полагая $dI_1/dt \approx \Delta I_1/\Delta t$ получим

$$U_{M_1} = -\frac{MR_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta I_1}{\Delta t}, \quad U_{M_2} = \frac{MR_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta I_1}{\Delta t}, \quad (1.29)$$

где ΔI_1 - амплитуда импульса тока возбужденной логической схемы.

Напряжение помехи через взаимную индуктивность на сопротивлении R будет в противофазе с полярностью емкостной помехи и помехи утечки. Если рядом с пассивной линией располагается несколько активных, то помехи на пассивной линии будут суммироваться. Поскольку паразитная связь быстро уменьшается с увеличением расстояния между проводниками, а также из-за частичного экранирования соседними трассами, то наибольшую помеху наводят две соседние трассы, расположенные по разным сторонам от пассивной линии. Влиянием всех прочих активных линий можно пренебречь.

В реальных конструкциях линий передачи одновременно присутствуют все три вида помех. Приблизительно напряжение перекрестной помехи на входе U_i и выходе U^{\wedge} пассивной линии можно получить суммированием с учетом полярности напряжений помех, вычисленных по формулам (1.27)-(1.29):

$$U_1 \approx U_{R1} + U_{C1} + U_{M1}, \quad (1.30)$$

$$U_2 \approx U_{R2} + U_{C2} + U_{M2} \quad (1.31)$$

При слабом взаимодействии линий передачи (C и M малы,

$A \ll \Delta$ велико), что в большинстве случаев имеет место в реальных конструкциях ЭВА, погрешность вычисления напряжения помехи по вышеприведенным формулам мала.

Надежная работа цифровых электронных схем будет обеспечена, если напряжение помехи не превысит помехоустойчивость логических схем. В аналоговой аппаратуре паразитная связь между входными и выходными цепями приводит к погрешности при вычислениях, появлению паразитных колебаний. Снижение уровней помех до мнимых возможных значений является важнейшей задачей конструктора. Весьма эффективным спосо-

бами уменьшения паразитной связи является ортоз овальная ориентация критичных к помехам трасс, разнесение их друг относительно друга, сокращение длины совместного прохождения проводников.

1-4. Емкость и взаимная индуктивность печатных проводников

Теория расчета электрических и магнитных полей позволяет получить аналитические зависимости для емкости C и взаимной индуктивности A_7 проводников.

Погонная емкость параллельных печатных проводников, расположенных на внешней стороне платы (рис. 1.6а)

$$C = 0,09 / (1 + \epsilon_z) \lg(1 + 2b/A + b^2/A_2) \text{ нФ/см}, \quad (1.32)$$

где ϵ_z - относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

Для тех же проводников, но размещенных относительно проводящей "земляной" плоскости (рис. 1.6б) при $A/h_{\text{пл}} > 5$ погонная емкость

$$C = \frac{3,4 \epsilon_z}{\frac{2A}{b} \left(\frac{2A}{b} + 2 \right) f(\alpha) \left[f(\alpha + 0,175 \frac{2A}{b}) \right]} \text{ нФ/см}, \quad (1.33)$$

где $\alpha = 2h_{\text{пл}}/b$; $f(\alpha) = 2 \arctg 1/2 \cdot \alpha + 1/2 \alpha \ln(4\alpha^2 + 1)$.
График функции $f(\alpha)$ приведен на рис. 1.7.

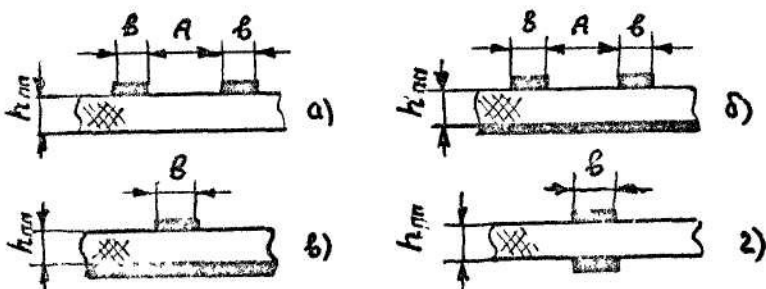


Рис. 1.6. Варианты расположения проводников на плате

Погонная емкость одиночного печатного проводника относительно проводящей "земляной" плоскости (рис. 1.6в)

$$C = \frac{\epsilon_z b}{11,3 h_{\text{пл}}} \text{ нФ/см}, \quad (1.34)$$

Емкость проводников, расположенных с разных сторон диэлектрического основания платы (рис. 1.6г),

$$C = 0,8 \epsilon_2 \epsilon / h_{\text{пл}} r_{\text{к.м.}}^{\Phi} \quad (1.35)$$

Формула справедлива при

$$\epsilon / h_{\text{пл}} > 10.$$

Уменьшить емкость, а следовательно, и емкостную составляющую помехи возможно выбором диэлектрического основания платы с минимальным значением ϵ_2 , сокращением путей совместного прохождения проводников, увеличением расстояний между ними.

Емкостную связь между проводниками Π_1 и Π_2 можно уменьшать введением в конструкцию платы сплошных экранов \mathcal{E} или разделяющих проводников Π_3 , выполняющих как бы местное экранирование (табл. 1.6). Конструктивная схема эскиза 4 этой таблицы позволяет в наибольшей степени уменьшить взаимную емкость между проводниками, но при этом значительно увеличивается емкость проводников Π_1 и Π_2 на "землю" экрана, что уменьшит быстродействие аппаратуры из-за нагружения входных-выходных цепей микросхем на дополнительную емкостную нагрузку.

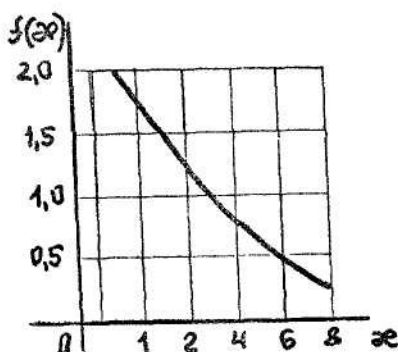




Рис. 1.7. График функции

Таблица 1.6

№ эскиза	Эскиз	Емкость между печатными элементами в относительных единицах				
		$\Pi_1 \Pi_2$	$\Pi_1 \Pi_3$	$\Pi_2 \Pi_3$	$\Pi_1 \mathcal{E}$	$\Pi_2 \mathcal{E}$
1	2	3	4	5	6	7
1		8	-	-	-	-
2		1	7	7	-	-

1	2	3	4	5	6	7
3		2	-	-	9	9
1		0,2	-	-	160	160

Взаимная индуктивность проводников осуществляется не через часть проводника, а через поверхность контуров, образуемых ими. Индуцируемая э.д.с. будет наводиться в одном контуре при изменении тока в другом. Чем меньше поверхность контура пассивной линии передачи, тем меньше линий магнитного потока будет пересекать контур, тем меньше будет взаимная индуктивность контуров.

Взаимная индуктивность двух параллельных проводников (рис. 1.8), образующих вместе с логическими элементами и обратным общим проводником ("землей") два контура,

$$M = 0,02 \mu r \frac{A_1 (A_1 + A_2)}{8 A_2} \text{ мкГ/м.} \quad (1.38)$$

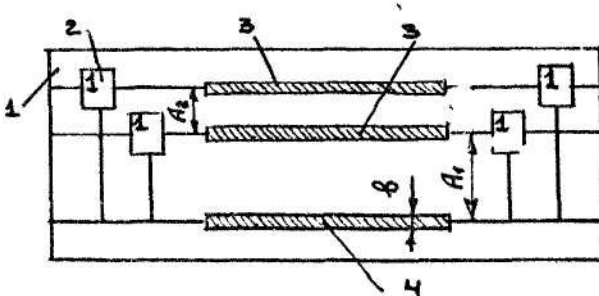


Рис. 1.8. Расчетная схема взаимной индуктивности печатных проводников: 1 - печатная плата; 2 - логический элемент; 3 - линия передачи; 4 - обратный проводник

Взаимная индуктивность проводников, расположенных параллельно над общей "земляной" плоскостью платы (см. рис. 1.6б) на расстоянии h от нее, вычисляется по формуле

$$M = 0,02 \frac{\sqrt{A^2 + 4r^2}}{A} \text{ мкГм} \quad (1.87)$$

Увеличение зазора A_1, A_2 между проводниками не всегда приводит к уменьшению магнитной связи, так как при этом может увеличиться поверхность контура пассивной линии передачи и возрасти паразитная связь между контурами.

1.5. Порядок выполнения расчетов печатных элементов платы

Исходными данными для расчета являются основные параметры элементов ЭВА: входные и выходные напряжения и токи логического 0 и 1, временные параметры, потребляемый ток или рассеиваемая мощность, размеры печатной платы.

На основе конструктивно-технологического расчета определяются минимальный диаметр переходного отверстия (1.1), минимальный диаметр монтажного отверстия для микросхем со штырьевыми выводами (1.2), толщина МПП (1.3), диаметр контактной площадки металлизированных отверстий (1.4), ширина проводников (1.5), расстояние между проводником и монтажным отверстием (1.6), между проводниками (1.7),

В статическом режиме вычисляется минимальное сечение проводников сигнальных цепей, а при выбранной толщине проводника - его минимальная ширина (1.9). Разрешив U.9) относительно S и задавшись шириной и длиной проводника, получим максимально возможную длину проводника сигнальной цепи. При расчетах можно пренебречь активным сопротивлением металлизированных переходных отверстий. Сечение проводника цепей питания и "земли" (1.10) можно вычислить, если известно падение напряжения на подводящих проводниках, получаемое при расчете эквивалентной электрической схемы чаздовой цепей питания и "земли". Для рассмотренного примера падение напряжения вычисляется по (1.13), оптимальное расположение микросхем на плате - из (1.17). Зазор между проводниками определяется на основании данных табл. 1.4, а также из расчетных формул (1.20)-(1.22), количество контактов разъема, подводящих напряжение питания и нулевого потенциала, - (1.18)—(1.19)* t

В динамическом режиме осуществляется поверочный расчет максимальной длины одиночного проводника (1.23), (1.24), максимальной длины совместного прохождение проводников (1.26)-(1.31), анализируются переходные процессы в линиях передачи, выполняется согласование линий. Затем трассируется печатный рисунок платы.

Глава 2. РАСЧЕТЫ НАДЕЖНОСТИ

Процесс проектирования ЗВА имеет целью создание конструкции, удовлетворяющей оптимальным соотношениям между заданными техниче кими характеристиками изделия, уровнем его надежности, технологичностью изготовления и удобством эксплуатации.

У соответствии с приведенными требованиями в ходе опытно-конструкторской разработки производится определение характеристик надежности:

$P_c(t)$ – вероятности безотказной работы системы;

λ_c – интенсивности отказов системы;

T_{cp} – средней наработки на отказ системы.

Задачей расчетов надежности, проводимым в дипломном проекте, является вычисление указанных характеристик для проектируемого изделия.

§ 2.1. Этап эскизного проектирования

В ориентировочном расчете надежности, проводимом на этапе эскизного проектирования, учитывается влияние на надежность ЭВА только количества и типов применяемых ЭРЭ.

1) Расчет интенсивности отказов ЭВА при основном соединении ЭРЭ проводится путем суммирования интенсивностей отказов всех ЭРЭ, входящих в ЭВА;

$$\lambda_{0c} = N_1 \cdot \lambda_{01} + N_2 \cdot \lambda_{02} + \dots + N_m \cdot \lambda_{0m} = \sum_{i=1}^m N_i \cdot \lambda_{0i} \quad (2.1)$$

где N_1, N_2, \dots, N_m – количество однотипных ЭРЭ;

$\lambda_{01}, \lambda_{02}, \dots, \lambda_{0m}$ соответствующие им интенсивности отказов (см. табл. 2.15).

2) Вероятность безотказной работы модуля

$$P_c(t_{\delta p}) = e^{-t_{\delta p} \cdot \sum_{i=1}^m N_i \cdot \lambda_{0i}} = e^{-t_{\delta p} \cdot \lambda_{0c}} \quad (2.2)$$

3) Составляем таблицу зависимости вероятности работы модуля от времени. При $t_{\delta p} \geq (0,2 + 0,3) T_{cp}$ данные табл. 2.1 вычисляются только по точной формуле (2.2).

Таблица 2.1

$t_{\delta p}, \text{ч}$	100	200	500	1000
$P(t_{\delta p})$				

На основании данных табл. 2.1 строится график зависимости вероятности безотказной работы модуля от времени.

4) Среднее время безотказной работы модуля

$$T_{ср} = \frac{i}{\lambda_{oc}} \quad (2.3)$$

2.2. Этап технического проектирования

На этапе технического проекта становятся известны реальные электрические и тепловые режимы работы ЭРЭ из эксперимента или расчетов. Поэтому табличные значения интенсивностей отказов каждого ЭРЭ - λ_{oc} могут быть уточнены путем введения соответствующих коэффициентов:

$$\lambda_c = \lambda_{oc} a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6, \quad (2.4)$$

где a_1 - эксплуатационный коэффициент отказов, учитывающий влияние электрической нагрузки и рабочей температуры;

a_2, a_3, a_4 - коэффициенты, учитывающие влияние номиналов, конструктивных особенностей и возможности ухода параметров ЭРЭ; a_5 - коэффициент, учитывающий критичность ЭРЭ данного вида к действию механических нагрузок. Уровень механических нагрузок, действующих на ЭВА, определяется техническими условиями; a_6 - коэффициент, учитывающий соотношение между отказами типа "обрыв" и "КЗ".

Коэффициенты a_1 и a_5 являются обязательными при расчетах реальных значений опасностей отказов. Коэффициенты a_2, a_3, a_4 и a_6 рассчитываются только для специальных схем.

Наиболее существенное влияние оказывают на надежность ЭРЭ электрическая нагрузка и температура.

2.2.1. Учет электрической нагрузки

Режим электрической нагрузки учитывается коэффициентом нагрузки

$$K_H = \frac{X_{раб}}{X_{гор}} \quad (2.5)$$

где $X_{раб}$ - значение параметра X ЭРЭ в рабочем режиме;
 $X_{гор}$ - номинальное или допустимое значение параметра ЭРЭ.

Коэффициенты электрической нагрузки в зависимости от вида ЭРЭ рассчитываются по параметрам, в наибольшей степени влияющим на их надежность. При этом принимаются наибольший из определяемых коэффициентов, т.е. учитываются наилучший случай.

После вычисления коэффициентов нагрузки рекомендуется провести их сравнение с допустимыми значениями.

Перечень критичных для каждого вида ЭРЭ параметров и предельно допустимые значения коэффициентов нагрузки приводятся в [4].

В случае превышения допустимых значений коэффициентов нагрузки необходимо провести корректировку принципиальной схемы или замену типа ЭРЭ, так как несоответствие его режимов работы установленным нормам влечет за собой неминуемый отказ ЭВА.

2.2.2. Учет влияния тепла и механической нагрузки

По коэффициентам электрической нагрузки K_H и температура окружающей среды t , °C с помощью таблиц или графиков [4] определяется эксплуатационный коэффициент отказов

$$a_T = \lambda_i / \lambda_{0i} \quad (2.6)$$

Влияние механической нагрузки на изменение интенсивности отказов λ_i учитывается коэффициентом жесткости эксплуатации Q_5 , который выбирается на основании данных табл. 2,2, где приведены значения коэффициента жесткости эксплуатации в зависимости от критичности каждого вида ЭРЭ к механическим нагрузкам.

Все возможные виды условий механического нагружения сведены к трем группам, к которым и относится используемый объект установки.

Таблица 2.2

Наименование ЭРЭ	Вид аппаратуры		
	наземная	корабельная	для ЛА
1	2	3	4
Магнетроны, клистроны ЛБ8	2-3	6-12	16-21
Электровакуумные приборы	3-5	6-10	18-20
Кенотроны высоковольтные	3	5	15
Электронно-лучевые трубки	2	5	10
Транзисторы	1	3	6
Диоды	1,5	4,5	9
Резисторы композиционные	1,5	4	7,5
Резисторы проволочные	1	3	8
Резисторы переменные	1	3	30
Конденсаторы:			
бумажные и металло-бум.	1,5	4,5	17
слоистые	1	2	8
керамические	1,5	3	10
электролитические	3	9	15

Продолжение табл. 2.2

1	2	3	4
Дроссели и трансформаторы	1-4	2-8	5-12
Индуктивности	4	10	24
Переключатели	4	6-8	20-36
Разъемы	4	4	12
Сельсины	3	9	14
Реле	4	6	30
Линии задержки	4	7	10
Кварцы	4	6	9
Панели ламповые	2,5	5	8

При эксплуатации в лабораторных условиях $Q_5 = 1$, и расчеты проводятся с учетом только эксплуатационного коэффициента отказов Q_1 .

Окончательное уточнение характеристик надежности проводится путем учета конструктивных особенностей ЭРЭ, их номиналов и возможности ухода параметров. Методика расчета приводится в следующих разделах для различных видов ЭРЭ.

2.2.3. Учет конструктивных особенностей ЭРЭ

Для транзисторов реальное значение интенсивности отказов

$$\lambda_i = \lambda_{0i} a_1 a_2 a_5 a_6,$$

где a_2 - коэффициент, учитывающий влияние ухода параметров. Коэффициенты a_3 и a_4 в данном случае не учитываются.

В качестве параметра транзистора принят коэффициент усиления по напряжению β , и в зависимости от его изменения значение коэффициента a_2 определяется по табл. 2.3.

Таблица 2.3

Изменение параметра	a_2 для транзистора	
	германиевого	кремниевое
$20\% \leq \frac{\Delta \beta}{\beta_{нсм}} \leq 30\%$	1	1
$30\% \leq \frac{\Delta \beta}{\beta_{нсм}} \leq 50\%$	1-1,5	1,5-2
$20\% \leq \frac{\Delta \beta}{\beta_{нсм}}$	2	2-3

Для полупроводниковых диодов реальное значение интенсивности отказов

$$\lambda_c = \lambda_{0c} a_1 a_2 a_5 a_6,$$

где a_2 - коэффициент, учитывающий влияние ухода параметров от действия механической нагрузки.

Практически для всех типов кремниевых диодов коэффициент $a_2 = 1$, а для германиевых диодов - зависит от a_5 и определяется по табл. 2.4.

Таблица 2.4

a_5	1	100	≥ 500
a_2	1	2-2,5	3-5

Для резисторов реальное значение интенсивности отказов

$$\lambda_c = \lambda_{0c} a_1 a_3 a_4 a_5 a_6,$$

где a_3 - коэффициент, учитывающий влияние номинала резистора;

a_4 - коэффициент, учитывающий влияние мощности резистора.

Влияние ухода параметров не учитывается, т.е. $a_2 = 1$

Значения коэффициента a_3 определяются по табл. 2.5, а коэффициента a_4 - по табл. 2.6.

Таблица 2.5

Тип резистора	a_3 для номиналов резисторов, кОм			
	$10^{-3} - 1$	1,1 - 100	110 - 620	> 620
ТВО, ВС, УЛИ, УЛМ, УНУ, С2-1	0,8	0,5	0,6	2
МТ, МТЕ, МЛТ, ОМЛТЕ, ОМЛТ, БЛП, С2-14, МГП	0,8	0,6	1	2
СП, СПЕ, СПО	0,5	0,6	0,8	-

Таблица 2.6

Тип резистора	a_4 при номинальной мощности резисторов, Вт					
	0,125	0,25	0,5	1,0	2,0	5-60
ВС, УНУ, ТВО	-	0,8	1	3	6	10
УЛИ, С2-1	0,5	1	2	3	-	-
МТ, МТЕ, БЛП, С2-6	1,5	1,2	1	1	0,5	-
МЛТ, ОМЛТ, ОМЛТЕ, С2-13, С2-14, С2-15	-	0,8	1	2	3	-

конденсаторов реальное значение интенсивности отла-
300

$$\lambda_c = \lambda_{c0} \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 \cdot a_4 \cdot a_5 \cdot a_6,$$

где λ_{c0} - коэффициент, учитывающий влияние номинальной ем-
кости конденсатора; a_3 - коэффициент, учитывающий влияние
номинального напряжения конденсатора; $a_4 = 1$.

бумажных конденсаторов типа БМ-2, БМТ-2, БГТ,
ОКЕГ, КП значения коэффициента a_2 определяются по
табл. 2.7, а коэффициента a_3 - по табл. 2.8.

Таблица 2.7

$C_{НОМ},$ мкФ	< 0,01	0,01-1	> 1
a_2	0,5	1	2

Таблица 2.8

$U_{НОМ},$ В	160- 250	300- 600	700- 750	1000- 1500
a_3	0,7	1	2	5

Для металобумажных конденсаторов типа МБМ, ОМБГ, МБГО,
МБГТ, К42-4 значения коэффициента a_2 определяются по
табл. 2.9, а коэффициента a_3 - по табл. 2.10.

Таблица 2.9

$C_{НОМ},$ мкФ	< 1	2-10	> 10
a_2	1	2	3

Таблица 2.10

$U_{НОМ},$ В	250	300- 600	160- 700- 750	1000- 1500
a_3	0,7	1	2	5

Реальное значение интенсивности отказов для керамических
конденсаторов типа КТ-1Е, КТ-2Е, КТП-Е, КОЕ, КЛС, КИМ

$$\lambda_c = \lambda_{c0} \cdot a_1 \cdot a_5 \cdot a_6;$$

для электролитических типа К53-4, К53-5А, К53-6А и слюдяных
конденсаторов $\lambda_c = \lambda_{c0} \cdot a_1 \cdot a_3 \cdot a_5 \cdot a_6$,

Значения коэффициента a_3 для электролитических конденсаторов
определяются по табл. 2.11, а для слюдяных - по табл. 2.12.

Таблица 2.11

$U_{НОМ},$ В	6	15	20-30
a_3	1	2	3

Таблица 2.12

$U_{НОМ},$ В	250	500	1000
a_3	2	1	3

Для разъемов реальное значение интенсивности отказов
для разъемов типа РС, РП-4, РМ, ШР

$$\lambda_c = \lambda_{c0} \cdot a_2 \cdot a_5,$$

где a_2 - коэффициент, учитывающий количество штырьков разьема и определяемый по графику рис. 2.1.

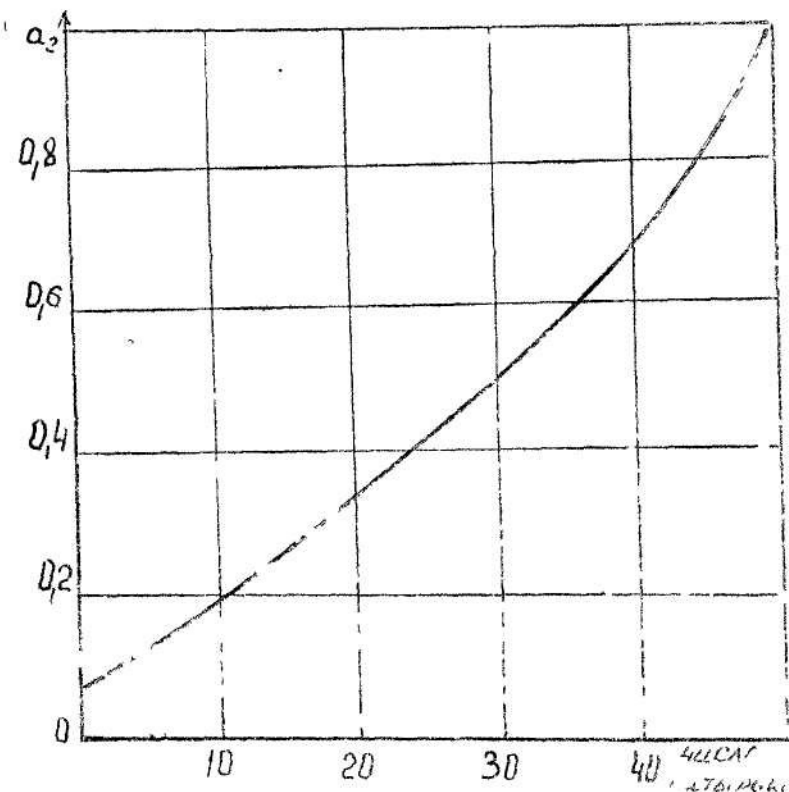


Рис. 2.1. Зависимость эксплуатационного коэффициента отказов для разъемов

В уточненном варианте расчета характеристики надежности получены более высокие, так как меньшее число допущений и большее количество используемой информации позволяют получить более достоверные оценки.

2.3. Расчет надежности функциональных узлов на микросхемах

Надежность функциональных узлов на микросхемах (МС) может быть также оценена с помощью характеристик интенсивности отказов.

Интенсивность отказов МС определяется следующим образом:

$$\lambda_{i, MC} = \lambda_{c, MC} K_{MC, MC} a_T a_T, \quad (2.7)$$

где $\lambda_{i, MC} = 1,3 \cdot 10^{-8} + 1,5 \cdot 10^{-8}$ 1/ч - интенсивность отказов i -й МС при нормальных условиях эксплуатации; c - тип (сэрия) МС; $K_{MC, MC}$ - коэффициент нагрузки i -й МС, определяемый способом, зависящим от серии нагружающих МС; $a_T = 2,5$ - коэффициент, характеризующий свойства корпуса МС; a_T - эксплуатационный коэффициент отказов, определяемый по графику рис. 2.2.

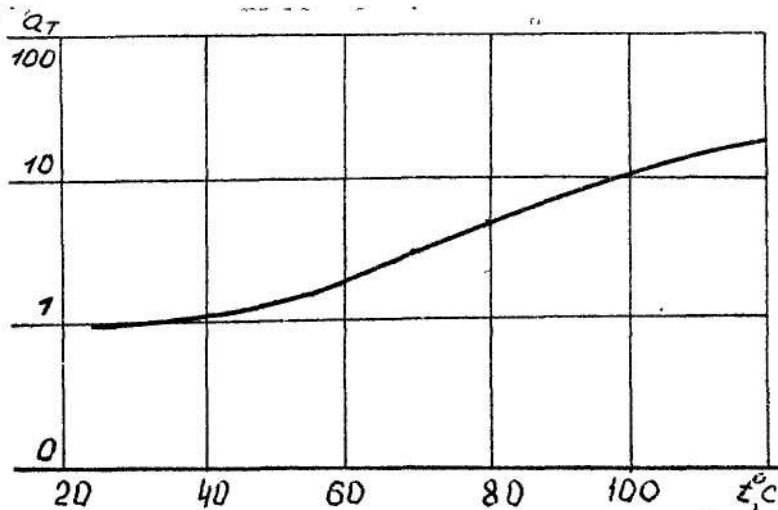


Рис. 2.2. Зависимость коэффициента a_T от температуры

Интенсивность отказов внешних выводов

$$\lambda_B = \sum_i N_{B,i} \cdot \lambda_{B,i}$$

где $\lambda_{B,i}$ - интенсивность отказов внешнего соединения;

$\lambda_{B,i} = 7 \cdot 10^{-10}$ 1/ч - для алюминиевых проводников, соединяемых при помощи ультразвуковой сварки; $\lambda_{B,i} = 13 \cdot 10^{-10}$ 1/ч - для золотых проводников, соединяемых с помощью термокомпресси; $N_{B,i}$ - число внешних выводов МС; λ_B - интенсивность отказов внешних выводов МС, реализующих функциональный узел.

Интенсивность отказов функционального узла

$$\lambda_C = \left(\sum_i \lambda_{i, MC} + \lambda_B \right) \cdot a_5,$$

где a_5 - коэффициент жесткости, учитывающий условия эксплуатации [1].

2.3.1. Определение коэффициентов нагрузок интегральных микросхем

1) Коэффициент нагрузки K_H определяется по каждому логическому элементу (ЛЭ), входящему в состав системы интегральных микросхем.

2) Для ЛЭ K_H определяется отдельно для уровней логического 0 и логической 1.

3) Принимается большее из значений K_H .

4) При работе логического элемента на ЛЭ своей же серии K_H определяется отношением количества нагруженных входов к коэффициенту разветвления по выходу нагружаемого ЛЭ. Например, для серии К133 (рис. 2.3) коэффициент разветвления по выходу $K_B = 10$

$$K_H = \frac{6}{K_B} = 0,6$$

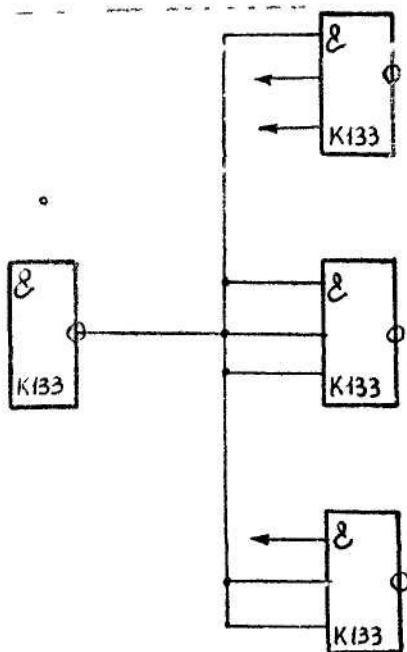


Рис. 2.3. Вариант нагружения микросхем одной серией

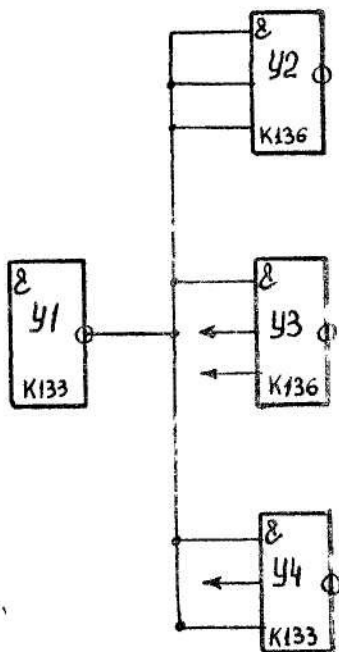


Рис. 2.4. Вариант нагружения микросхем различными сериями

5) При работе ЛЭ на ЛЭ другой серии K_{μ} определяется отношение сумм входных токов всех нагружающих ЛЭ к максимальному выходному току нагружаемого ЛЭ. Используя следующие паспортные данные серий K133 и K136:

	серия K133 ("Логика")	серия K136 ("Изумруд")
$I_{вх\max 1}$, мА	0,4	0,2
$I_{вх\max 2}$, мА	16	4
$I_{вх\max 3}$, мА	0,04	0,02
$I_{вх\ "0"}$, мА	1,6	0,4
K_{β}	10	10

получим для схемы, представленной на рис. 2.4:

$$K_{H,1} = \frac{(3 \cdot 0,02 + 0,02 + 2 \cdot 0,04) \cdot 10^{-3}}{0,4 \cdot 10^{-3}} = \frac{0,16}{0,4} = 0,4;$$

$$K_{H,0} = \frac{(3 \cdot 0,4 + 0,4 + 2 \cdot 1,6) \cdot 10^{-3}}{16 \cdot 10^{-3}} = \frac{4,8}{16} = 0,3.$$

Принимаем $K_H = K_{H,1} = 0,4$

Примечание. При запараллеленных входах ЛЭ входной ток для уровня логической 1 определяется как сумма токов по всем подключенным входам; для уровня логического 0 входной ток соответствует входному току одного из входов по ТУ.

3.2. Пример расчета надежности задающего генератора

Провести оценку вероятности безотказной работы задающего генератора ЕС-9024/Н001 ЭВМ ЕС-1022, реализованного на дискретных элементах и микросхемах серии K155 (рис. 2.5 и 2.6), спецификация генератора дана в табл. 2.13.

Исходные данные

задающий генератор используется в стационарной аппаратуре;

температура окружающей среды $+60^{\circ}\text{C}$;

внешние выводы соединяются ультразвуковой сваркой;

время работы $t_{\text{ср}} = 1000$ ч;

генератор вырабатывает импульсы длительностью $\tau = 2$ мкс с частотой $f = 100$ кГц.

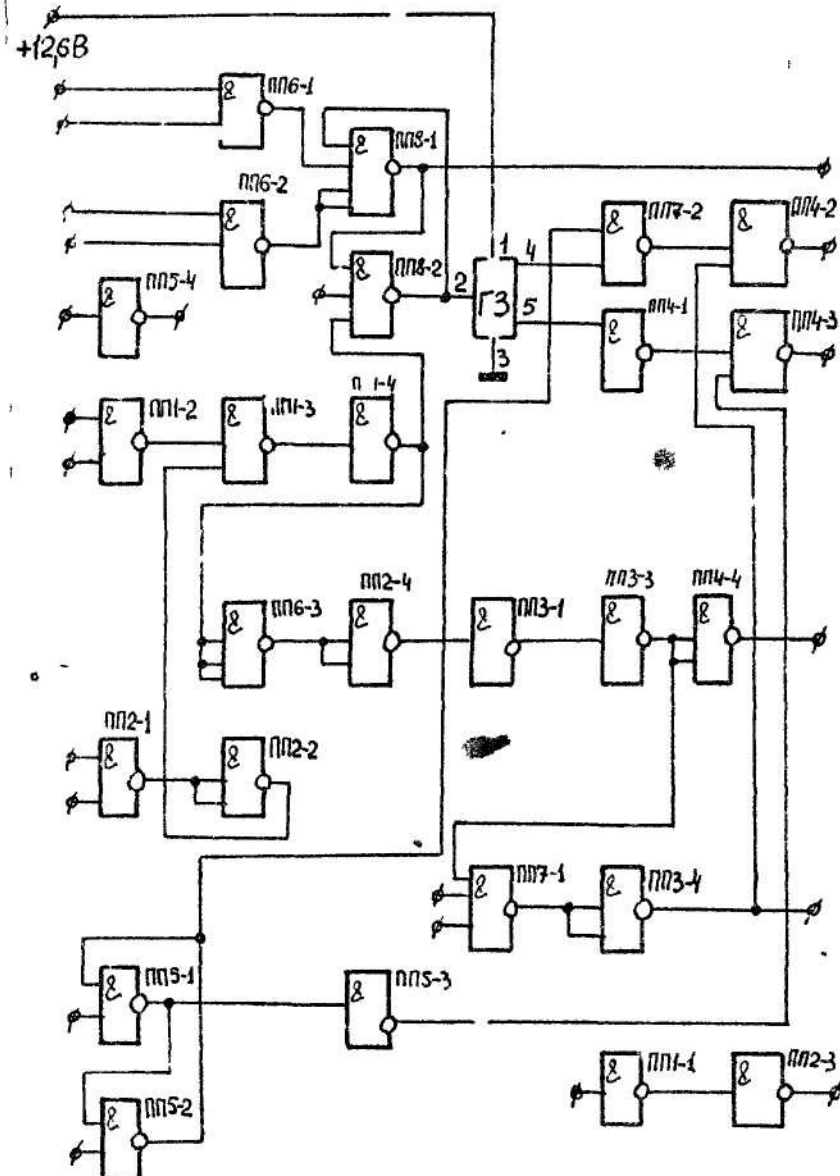


Рис. 2.5. Функциональная схема задающего генератора ES-9024/4001

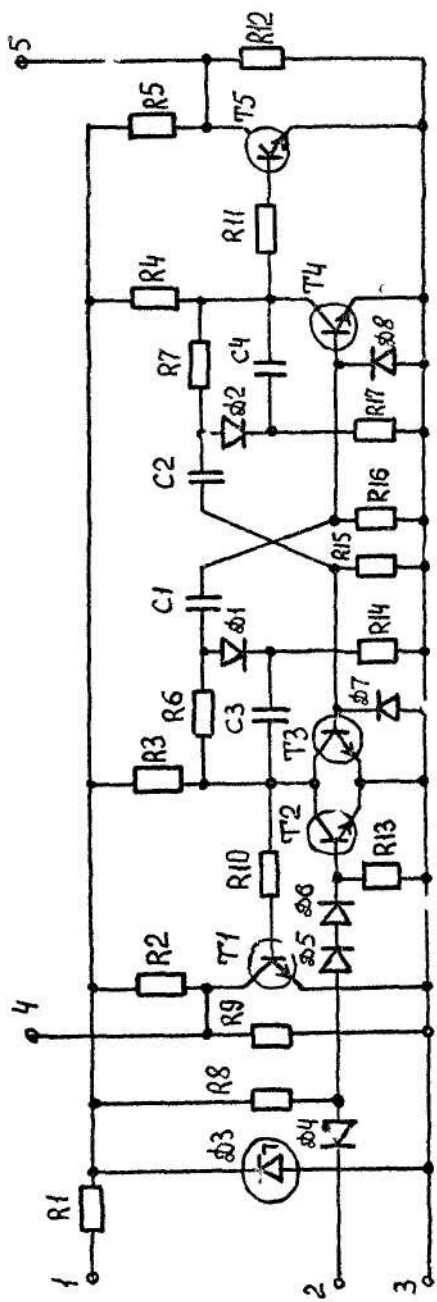


Рис. 2.6. Принципиальная схема элемента задающего генератора ГЗ

Таблица 2.18

Обозначение	Наименование	Код-во	Примечание
	<u>Резисторы</u>		
R1	ОМЛТ-1,0-75 Ом	1	
R2	ОМЛТ-0,125-5,1 кОм	1	
R3, R4	ОМЛТ-0,125-1,1 кОм	2	
R5	ОМЛТ-0,125-5,1 кОм	1	
R6, R7	ОМЛТ-0,125-7,5 кОм	2	
R8, R9	ОМЛТ-0,125-3,3 кОм	2	
R10, R11	ОМЛТ-0,125-10 кОм	2	
R12, R13	ОМЛТ-0,125-3,3 кОм	2	
R14	ОМЛТ-0,125-7,5 кОм	1	
R15, R16	ОМЛТ-0,125-3,6 кОм	2	
R17	ОМЛТ-0,125-7,5 кОм	1	
	<u>Конденсаторы</u>		
C1, ..., C4	K42У-2-160-0,047	4	
	<u>Транзисторы</u>		
T1, ..., T5	Транзистор 2Т312В	5	
	<u>Диоды</u>		
D1, D2	Диод Д311	2	
D3	Диод Д314Б	1	
D4	Диод Д503А	1	
D5, ..., D8	Диод Д223	4	
	<u>Микросхемы</u>		
ПП1, ..., ПП5	155 ЛА3	5	
ПП6, ПП7	155 ЛА4	2	
ПП8	155 ЛА1	1	

1) Коэффициенты нагрузки K_H микросхем. Так как задающий генератор реализован на микросхемах одной серии, то коэффициент нагрузки K_H определяется с учетом коэффициента разветвления согласно п. 4 параграфа 2.3. Полученные результаты приведены в табл. 2.14.

Таблица 2.1.1

	Обозначение МС	Коэффициенты нагрузки $K_{н,с,МС}$	Примечание
1	ПП1-1, ПП1-2, ПП1-3	0,1	
2	ПП1-4	0,4	
3	ПП2-1	0,2	
4	ПП2-2, ПП2-3, ПП2-4	0,1	
5	ПП3-1	0,1	
6	ПП3-3	0,3	
7	ПП3-4	0,2	
8	ПП4-1, ПП4-2, ПП4-3, ПП4-4	0,1	
9	ПП5-1, ПП5-2	0,2	
10	ПП5-3, ПП5-4	0,1	
11	ПП6-1	0,1	
12	ПП6-2, ПП6-3	0,2	
13	ПП7-1	0,2	
14	ПП7-2	0,1	
15	ПП8-1, ПП8-2	0,2	

Коэффициент разветвления для микросхем серии K155

$$K_B = 10.$$

2) Интенсивность отказов внешних выводов МС:

а) интенсивность отказов внешних выводов одной МС

$$\lambda'_{B,i} = N_{B,i} \cdot \lambda_{B,i} = 14 \cdot 7 \cdot 10^{-10} = 98 \cdot 10^{-10} \text{ 1/ч,}$$

где $\lambda'_{B,i}$ - интенсивность отказов внешних выводов одной МС;

$N_{B,i} = 14$ - число внешних выводов МС серии K155;

б) интенсивность отказов внешних выводов всех МС, реализующих исследуемый функциональный узел,

$$\lambda_B = \sum_i N_{B,i} \cdot \lambda_{B,i} = \sum_i \lambda'_{B,i} = 98 \cdot 10^{-10} \cdot 8 = 7,84 \cdot 10^{-8} \text{ 1/ч,}$$

где $i = 8$ - количество МС. Данный функциональный узел реализуется на МС только серии K155.

3) Интенсивность отказов функционального узла, обусловленная МС,

$$\lambda'_C = \left(\sum_i \lambda_{i,МС} + \lambda_B \right) \cdot a_5. \quad (2.8)$$

Так как МС используются одной серии, то формулу (2.8) с учетом (2.7) запишем следующим образом:

$$\lambda'_C = \left[(\lambda_{0c,МС} \cdot \sum_c K_{н,с,МС}) \cdot a_7 \cdot a_7 + \lambda_B \right] \cdot a_5$$

Коэффициент $Q_7 = 2,5$, $Q_7 = 2$ (определяется по графику рис. 2.2), $Q_5 = 10$ [1], коэффициенты нагрузки $K_{H, MC}$ берутся из табл. 2.14.

Тогда

$$\lambda'_c = (1,4 \cdot 10^{-2} \cdot 4,0 \cdot 2,7 \cdot 2,0 + 7,84 \cdot 10^{-8}) \cdot 10 = 38 \cdot 10^{-8} \cdot 10 = 3,8 \cdot 10^{-6} \text{ 1/ч.}$$

4) Коэффициенты нагрузки для дискретных элементов.

Проведем примерный энергетический расчет задающего генератора (подробное описание принципа действия рассматриваемого генератора приведены в техническом описании на ТЭЗ ЕС-9024/Н001).

а) Коэффициент нагрузки на диод ДЗ (1,814Б). Номинальное напряжение стабилизации $U_{НОМ} = 9$ В, а предельное напряжение стабилизации $U_{гор} = 14$ В, следовательно,

$$K_{H, ДЗ} = \frac{9}{14} = 0,64.$$

б) Коэффициент нагрузки резистора $R1$. Для транзисторов 2Т 312В $I_K = 50$ мА. В любом состоянии схемы всегда открыты два транзистора, поэтому через резистор $R1$ протекает ток

$$I_{R1} = 2 I_K = 2 \cdot 50 \text{ мА} = 100 \text{ мА}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе

$$P_{\text{рад. } R1} = I_{R1}^2 \cdot R1 = (100 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 75 = 0,75 \text{ Вт},$$

и

$$K_{H, R1} = \frac{P_{\text{рад. } R1}}{P_{\text{гор}}} = \frac{0,75}{1} = 0,75$$

в) Коэффициент нагрузки резисторов $R2, R3, R4, R5$

Напряжение на каждом из перечисленных резисторов согласно описанию составляет $U = 4$ В. Мощность, рассеиваемая на резисторах $R2, R5$,

$$P_{\text{рад. } R2, R5} = \frac{U^2}{R} = \frac{16}{5,1 \cdot 10^3} \approx 0,003 \text{ Вт}$$

и

$$K_{H, R2, R5} = \frac{0,003}{0,125} = 0,024 \approx 0,02.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах $R3, R4$,

и

$$P_{\text{рад. } R3, R4} = \frac{U^2}{R} = \frac{16}{1,1 \cdot 10^3} \approx 0,015 \text{ Вт},$$

$$K_{H, R3, R4} = \frac{0,015}{0,125} = 0,12$$

г) Коэффициент нагрузки резисторов R_9, R_{12} . Напряжение на резисторах R_9, R_{12} составляет $U = 5$ В.

Мощность, рассеиваемая на резисторах R_9, R_{12} ,

$$P_{\text{пад. } R_9, R_{12}} = \frac{U^2}{R} = \frac{25}{3,3 \cdot 10^3} \approx 0,008 \text{ Вт},$$

и

$$K_{H, R_9, R_{12}} = \frac{0,008}{0,125} \approx 0,06.$$

д) Коэффициент нагрузки резисторов R_{10}, R_{11} . Через резисторы протекает ток, равный току базы транзисторов

$$I_B = 2 \text{ мА}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах R_{10}, R_{11} ,

$$P_{\text{пад. } R_{10}, R_{11}} = I_B^2 R = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 0,04 \text{ Вт}$$

и

$$K_{H, R_{10}, R_{11}} = \frac{0,04}{0,125} \approx 0,3.$$

е) Коэффициент нагрузки R_8 . Напряжение на резисторе R_8 составляет $U = 9$ В;

$$P_{\text{пад. } R_8} = \frac{U^2}{R} = \frac{81}{3,3 \cdot 10^3} \approx 0,025 \text{ Вт},$$

и

$$K_{H, R_8} = \frac{0,025}{0,125} = 0,2.$$

ж) Коэффициенты нагрузки резисторов $R_6, R_7, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}$. Эти резисторы входят в цепь заряда конденсаторов. Согласно описанию конденсаторы заряжаются до напряжения $U \approx 2,5$ В, которое можно считать приложенным к перечисленным резисторам.

Мощность, рассеиваемая на резисторах R_6, R_7, R_{14}, R_{17} ,

$$P_{\text{пад. } R_6, R_7, R_{14}, R_{17}} = \frac{6,25}{7,5 \cdot 10^3} = 0,0008 \text{ Вт},$$

и

$$K_{H, R_6, R_7, R_{14}, R_{17}} = \frac{0,0008}{0,125} = 0,007.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах R_{15}, R_{16} ,

$$P_{\text{пад. } R_{15}, R_{16}} = \frac{U^2}{R} = \frac{6,25}{3,6 \cdot 10^3} = 0,0017 \text{ Вт}$$

и

$$K_{H, R_{15}, R_{16}} = \frac{0,0017}{0,125} \approx 0,015.$$

з) Коэффициент нагрузки резистора R_{13} . При закрытом транзисторе Т2 на резисторе R_{13} падение напряжения состав-

ляет $U \approx 4,5$ В.

Мощность, рассеиваемая на резисторе R_{13} ,

$$P_{\text{рад. } R_{13}} = \frac{U^2}{R} = \frac{20}{3,3 \cdot 10^3} \approx 0,006$$

и

$$K_{H, R_{13}} = \frac{0,006}{0,125} \approx 0,05.$$

и) Коэффициент нагрузки транзисторов. Напряжение коллектора для транзисторов $U_{\text{кол. рад}} = 5$ В.

Для транзисторов 2Т312В $U_{\text{кол. гол}} = 8$ В, и

$$K_{H, T} = \frac{U_{\text{кол. рад}}}{U_{\text{кол. гол}}} = \frac{5}{8} = 0,625.$$

к) Коэффициент нагрузки для диодов Д4, Д5, Д6. Рабочее напряжение, прикладываемое к диодам Д4, Д5, Д6, $U_{\text{обр. рад}} = 9$ В. Для диодов Д4 (Д503А) и Д5, Д6 (Д223) $U_{\text{обр. гол}} = 50$ В, тогда

$$K_{H, D4, D5, D6} = \frac{U_{\text{обр. рад}}}{U_{\text{обр. гол}}} = \frac{9}{50} = 0,18.$$

л) Коэффициент нагрузки для диодов Д1, Д2, Д7, Д8.

Рабочее напряжение для диодов Д1, Д2, Д7, Д8 равно напряжению заряда конденсаторов и составляет $U_{\text{обр. рад}} = 2,5$ В.

Для диодов Д1, Д2 (Д311) $U_{\text{обр. гол}} = 30$ В, для диодов Д7, Д8 (Д223) $U_{\text{обр. гол}} = 50$ В;

$$K_{H, D1, D2} = \frac{2,5}{30} = 0,08,$$

$$K_{H, D7, D8} = \frac{2,5}{50} = 0,05.$$

м) Коэффициент нагрузки конденсаторов С1-С4. Рабочее напряжение конденсаторов $U_{\text{рад}} = 2,5$ В, номинальное напряжение $U_{\text{ном}} = 160$ В, тогда

$$K_{H, C1-C4} = \frac{2,5}{160} = 0,016$$

Все коэффициенты нагрузки определены для импульсного режима работы задающего генератора.

Дальнейший расчет надежности дискретных элементов исследуемого функционального узла проведем с учетом эксплуатационного коэффициента отказов Q_1 и коэффициента жесткости Q_2 (см. табл. 2.2), результаты которого сведем в табл. 2.15.

...

Таблица 2.15

Результаты расчета надежности

№ пп	Обозначение ЭРЭ	Эффективное значение параметра	Коэф. нагрузки K_H	Кол-во ЭРЭ N_i	Эксплуатационный коэф. отказа Q_1	Интенсивность отказа $10^6 1/ч$			Коэф. Q_5	λ	
						λ_{0i}	λ_i	$N_i \lambda_i$			
1	Резисторы										
	R1	0,75	0,75	1	1,6	0,15	0,24	0,24	1,5	0,96	
	R2, R5	0,003	0,02	2	0,3	0,15	0,045	0,09	1,5	0,14	
	R3, R4	0,015	0,12	2	0,4	0,15	0,06	0,12	1,5	0,18	
	R6, R7	0,0008	0,007	2	0,3	0,15	0,045	0,09	1,5	0,14	
	R8	0,025	0,2	1	0,42	0,15	0,06	0,06	1,5	0,09	
	R9	0,008	0,06	1	0,3	0,15	0,045	0,045	1,5	0,07	
	R10, R11	0,04	0,3	2	0,48	0,15	0,075	0,15	1,5	0,22	
	R12	0,008	0,06	1	0,3	0,15	0,045	0,45	1,5	0,07	
	R13	0,006	0,05	1	0,3	0,15	0,045	0,045	1,5	0,07	
R14, R17	0,0008	0,007	2	0,3	0,15	0,045	0,09	1,5	0,14		
R15, R16	0,0017	0,015	2	0,3	0,15	0,045	0,09	1,5	0,14		
2	Транзисторы										
	T1, ..., T5	5 B	0,625	5	2,4	0,6	1,44	7,2	1	7,2	
3	Диоды										
	D1, D2	2,5 B	0,08	2	1,0	0,3	0,3	0,6	1,5	0,9	
	D3	9 B	0,64	1	1,25	0,2	0,25	0,25	1,5	0,37	
	D4, ..., D6	9 B	0,18	3	1,0	0,2	0,2	0,6	1,5	0,9	
	D7, D8	2,5 B	0,05	2	1,0	0,2	0,2	0,4	1,5	0,6	
4	Конденсаторы										
	C1, ..., C4	2,5 B	0,016	4	0,1	0,06	0,006	0,006	1,5	0,009	

$$\lambda'' = 11,6 \cdot 10^{-6} 1/ч$$

Таким образом, согласно табл. 2.15 получено значение интенсивности отказов λ'' исследуемого функционального узла, обусловленное дискретными элементами.

Результирующее значение интенсивности отказов функционального узла

$$\lambda_c = \lambda'_c + \lambda''_c = 3,8 \cdot 10^{-6} + 11,6 \cdot 10^{-6} = 15,4 \cdot 10^{-6} \text{ 1/ч}$$

Среднее время наработки на отказ определится так

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda_c} = \frac{1}{15,4 \cdot 10^{-6}} = 65000 \text{ ч.}$$

Вероятность безотказной работы для $t_{d,p} = 1000 \text{ ч}$

$$P(t_{d,p}) = e^{-\lambda_c \cdot t_{d,p}} = 0,985$$

Литература

1. Луцкий В.А. Расчет надежности и эффективности РЭ. Киев, Изд-во АН УССР, 1963.
2. Шишонюк Н.А. Основы теории надежности и эксплуатации радиоэлектронной техники. М., "Сов. радио", 1984.
3. Широков А.М. Надежность радиоэлектронных устройств. М., "Высшая школа", 1972.
4. Чеканов А.Н., Маркелов В.В., Съедуган В.В. Компьютерка и расчеты конструктивных параметров блоков ЭВА. Методические указания к курсовой работе. М., изд. МВТУ, 1980.