

5. Обеспечение помехоустойчивости при конструктивной реализации схем

Конструктивная реализация соединений принципиальной электрической схемы совокупностью различного рода линий связи и соединителей приводит к появлению в схеме паразитных электрических параметров и задержек передачи сигналов по этим линиям связи.

Паразитные электрические параметры могут привести к искажению сигналов и появлению ложных, а задержки сигналов – к нарушению временной диаграммы.

Задача конструктора – выбор вида, топологии линии связи, определение ее допустимой длины, выработка требований к таким элементам монтажа как печатная плата, соединители и т.п.

Цель – помехи и искажения сигналов не должны превышать допустимых, а задержки – не нарушать временной диаграммы.

5.1. Одиночные линии связи и их параметры

Электрические параметры:

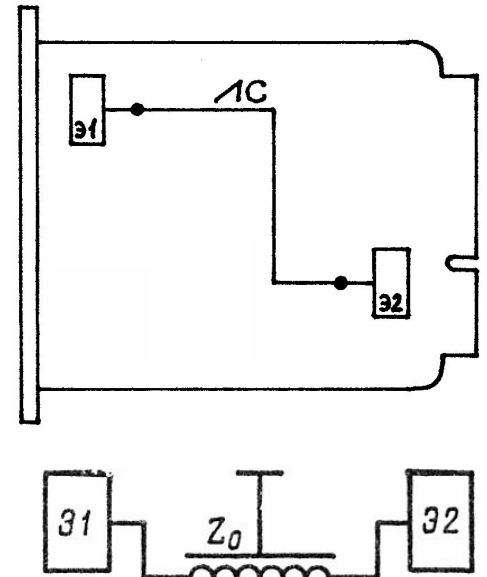
- активное сопротивление на единицу длины – R_0 ;
- собственная индуктивность на единицу длины – L_0 ;
- проводимость изоляции на единицу длины – G_0 ;
- собственная емкость на единицу длины – C_0 .

Интегральная характеристика –
волновое сопротивление

$$Z_0 = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0) / (G_0 + j\omega C_0)}.$$

Так как R_0 и G_0 — малы, то

$$Z_0 \approx \sqrt{L_0 / C_0}.$$



Временные параметры одиночной линии связи

Временные параметры:

- скорость распространения сигнала - V ;
- задержка распространения сигнала на единицу длины - $\tau_{з.р}$.

Для ненагруженной линии связи

$$\tau_{з.р} = 3,33 \sqrt{\epsilon_{эф}\mu};$$

для нагруженной линии связи

$$\tau'_{з.р} = Z_0 C_0 \sqrt{1 + C_{сх}/(C_0 l)},$$

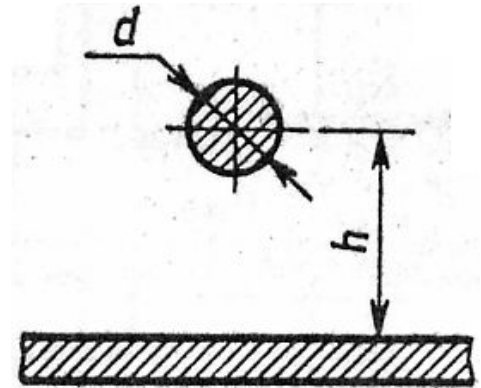
где $\epsilon_{эф}$ — эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости среды; μ — магнитная проницаемость среды (для большинства диэлектриков $\epsilon_{эф} = 5 \dots 8$, $\mu \approx 1$); $C_{сх}$ — емкость нагрузки; l — геометрическая длина линии.

Виды линий связи и их паразитные параметры

Проводник над заземленной плоскостью:

$$C_0 = 0,24 \cdot 10^{-10} \epsilon_{эф} / \ln(4h + d); \quad L_0 = \frac{1,38\mu}{3 \cdot 10^6} \log \frac{h}{d};$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{4h}{d}.$$

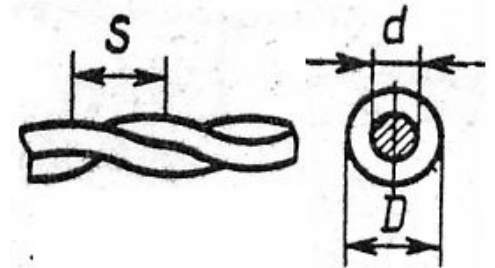


h и d — в мм; C_0 — в Ф/м; L_0 — в Гн/м; Z_0 — в Ом.

Витая пара:

$$L_0 = 2 \cdot 10^{-7} \ln \frac{2D}{d};$$

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{2D}{d};$$



При шаге скрутки 10 мм емкость для неэкранированной витой пары $C_0 = (0,35 \dots 0,5) 10^{-12}$, для экранированной витой пары $C_0 = (0,5 \dots 1,0) 10^{-12}$.

Виды линий связи и их паразитные параметры (2)

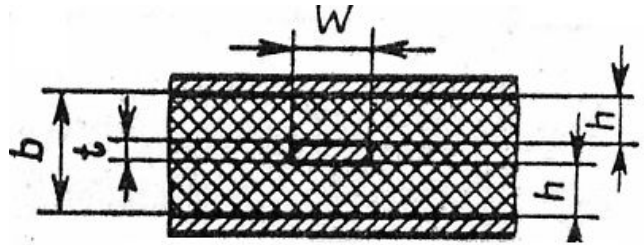
Полосковая линия:

$$C_0 = 0,355 \cdot 10^{-10} \epsilon_{эф} W / [b(1 - t/h)];$$

$$L_0 = \frac{1,38}{3 \cdot 10^6} \log \frac{16h}{\pi W};$$

если $W/b \geq 0,35$, то $Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{4b}{0,567W + 0,67t}$,

если $W/b < 0,35$ и $t/b < 0,25$, то $Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln \frac{4b}{0,67\pi(0,8W + t)}$.

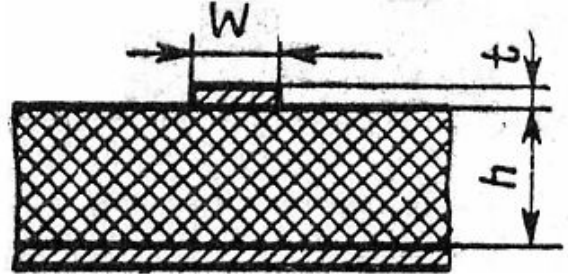


Микрополосковая линия:

$$C_0 = \epsilon_{эф} \cdot 10^{-9} W / (4\pi h);$$

$$L_0 = 3,77\mu h / (3 \cdot 10^6 W);$$

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_{эф} + 1,41}} \ln \frac{5,98h}{0,8W + t}.$$

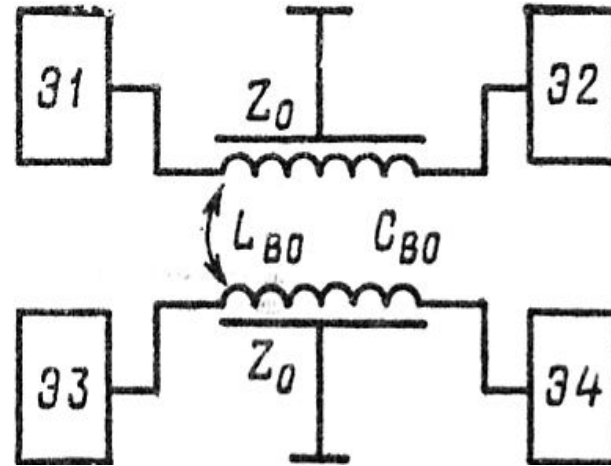
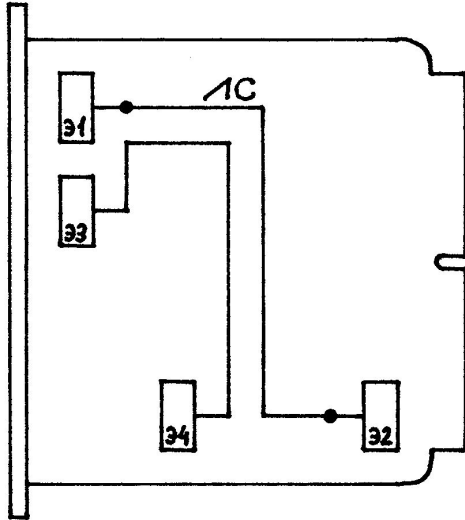


Кобаксиальный кабель. $Z_0 = 50, 75, 100, 110, 125, 150$ Ом.

Значения задержек сигналов в линиях связи

Вид межсоединения	Погонная задержка, нс/м
Одиночный проводник	3,3
Коаксиальный кабель РК	5,2
Коаксиальный кабель ИКМ	4,2
Витая пара	6,0
Плоский кабель	5,0
Полосковая линия	5,9..8
Микрополосковая линия	7,8..10

5.2. Взаимодействующие линии связи с распределенными параметрами



При анализе взаимодействия цепей связи необходимо учитывать взаимные паразитные емкость $C_{в0}$ и индуктивность $L_{в0}$.

Печатные проводники на поверхности однородного диэлектрика

Печатные проводники на плате без
экранирующего слоя:

$$\text{при } W/d \gg 1 \quad C_{в0} = 5,65 \cdot 10^{-12} \epsilon_{эф} \ln(4 + 8W/d);$$

$$\text{при } W/d \ll 1 \quad C_{в0} = 27,8 \cdot 10^{-12} \epsilon_{эф} / \ln(4 + 4d/W).$$

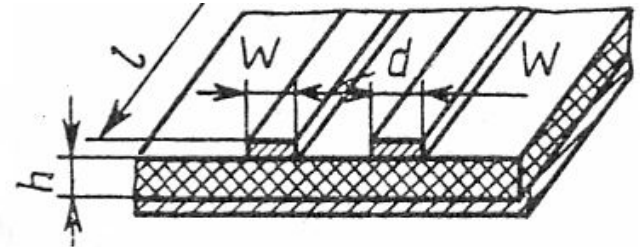


Взаимная индуктивность печатных проводников (Гн)

$$M_{1,2} = 2l_{вз} \{2,3 \log [2W/(d + W)] + (d + W)/l_{вз} + 1\} \cdot 10^{-8},$$

где $l_{вз}$ — длина участка взаимодействия линий связи.

Печатные проводники на плате
с металлизированным слоем:



$$C_{в0} = 0,333 \epsilon_{эф} / \{B(B + 2) \rho(x) [\rho(x) + 0,175B/x]\} \cdot 10^{-9},$$

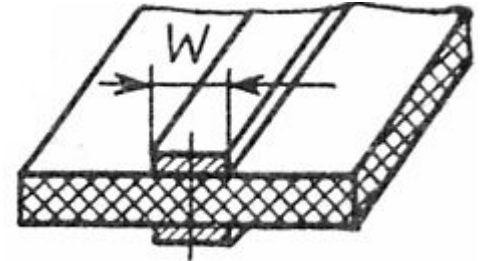
$$\text{где } B = 2d/W; \quad x = 2h/W; \quad \rho(x) = 2 \arctg \frac{1}{2x} + \frac{1}{2} \ln(4x^2 + 1);$$

$$\epsilon_{эф} = (\epsilon_{диэл} + 1)/2.$$

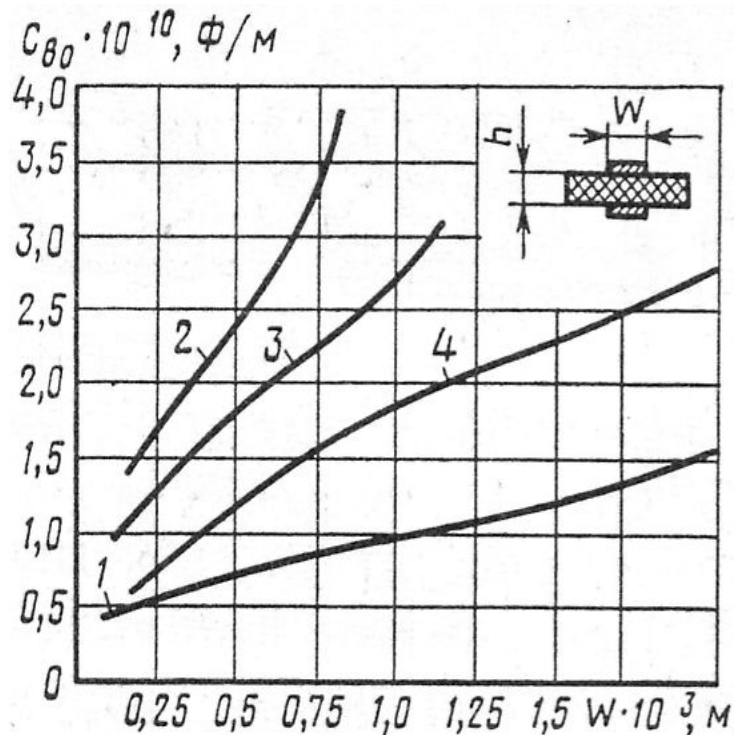
Печатные проводники на разных слоях однородного диэлектрика

При $W/h > 10$ $C_{в0} = \{27,8 \epsilon_{эф} / [x \rho(x)]\} \cdot 10^{-12}$,

где $x = 2h/W$; $\rho(x) = 2 \arctg \frac{1}{2x} + \frac{1}{2} \ln(4x^2 + 1)$;



Зависимость $C_{в0}$ от ширины печатного проводника

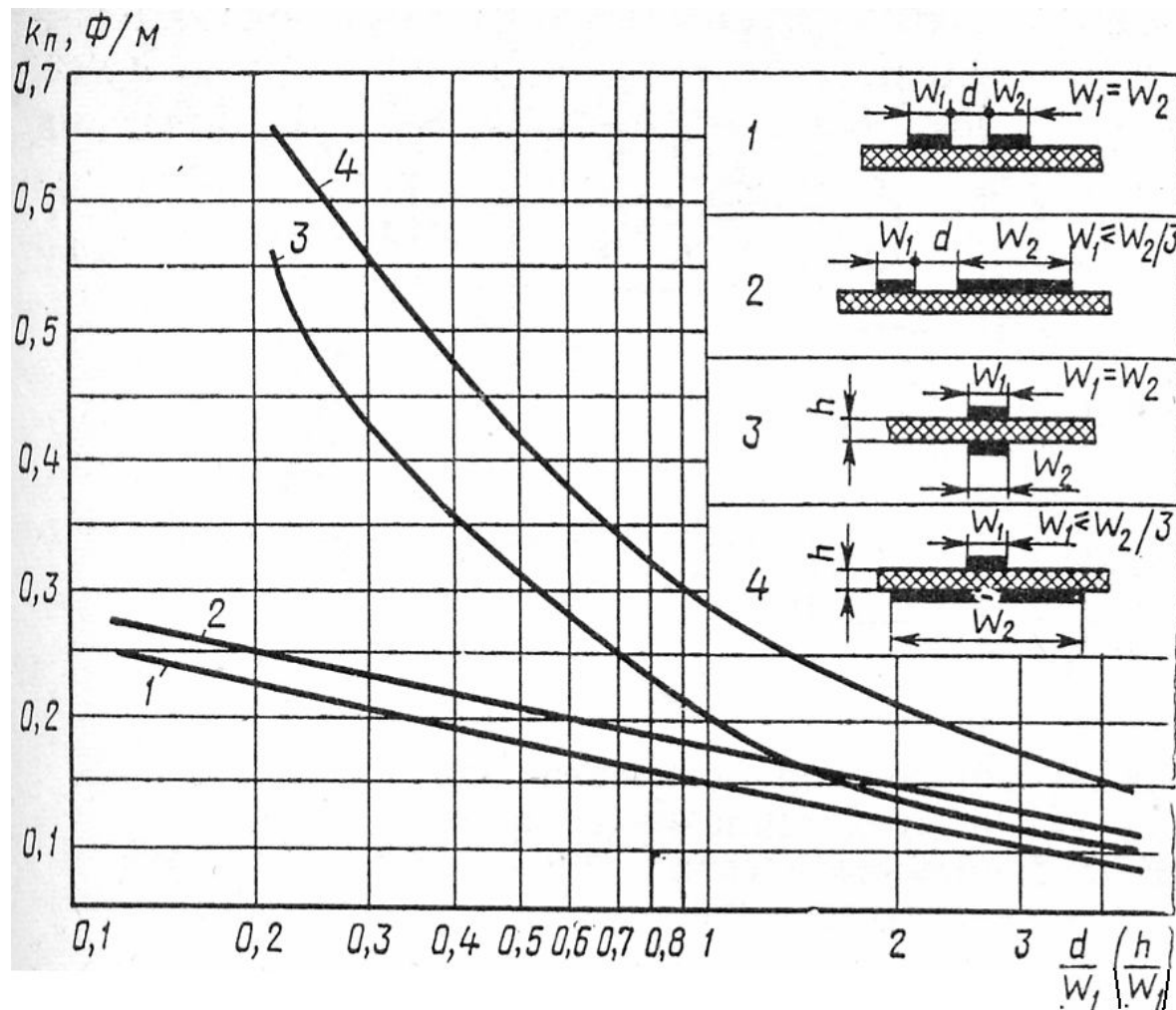


1 – для ДПП толщиной 1,5 мм;
2, 3, 4 – для МПП при толщине
изоляционного слоя: 0,15,
0,25, 0,5 мм

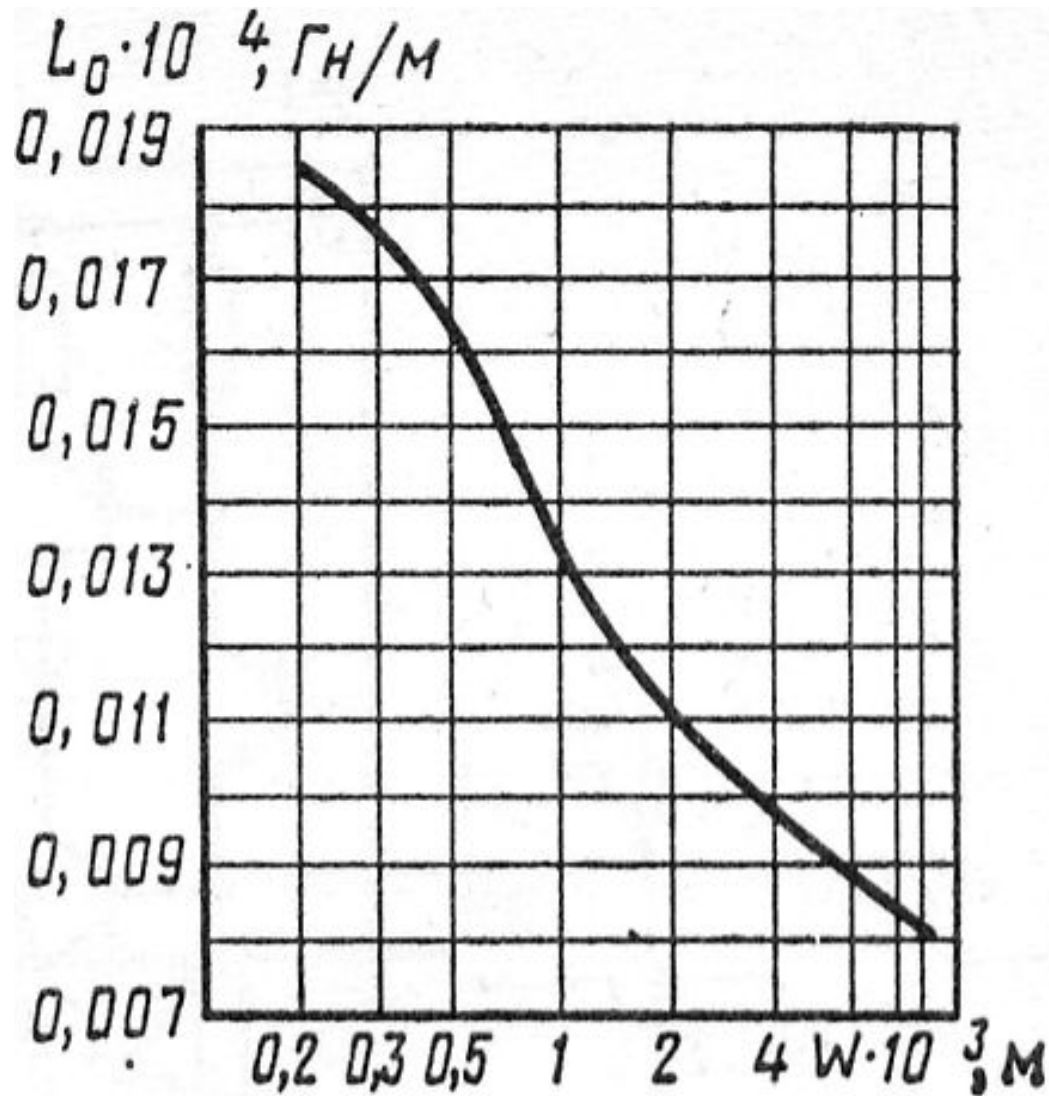
Зависимости емкости от расположения и ширины печатных проводников

$$C_0 = k_{\Pi} \varepsilon_{\text{эф}} \cdot 10^{-10},$$

где $\varepsilon_{\text{эф}}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость среды.



Зависимость индуктивности печатного проводника от его ширины



5.3. Виды помех и искажений сигналов в цепях СВЯЗИ

Невзаимодействующие цепи связи:

- искажение сигнала от эффекта отражений;
- помехи по цепям управления;
- помехи по шинам питания и «земли».

Взаимодействующие линии связи:

- перекрестная помеха.

Различают два вида линий связи:

- электрически «короткие» – время распространения сигнала меньше длительности фронта импульса ($t_{\text{ф}} > 4T_3$) – выполняют неэкранированными;
- электрически «длинные» – время распространения сигнала больше длительности фронта импульса – выполняют согласованным коаксиальным кабелем.

5.4. Эффект отражений

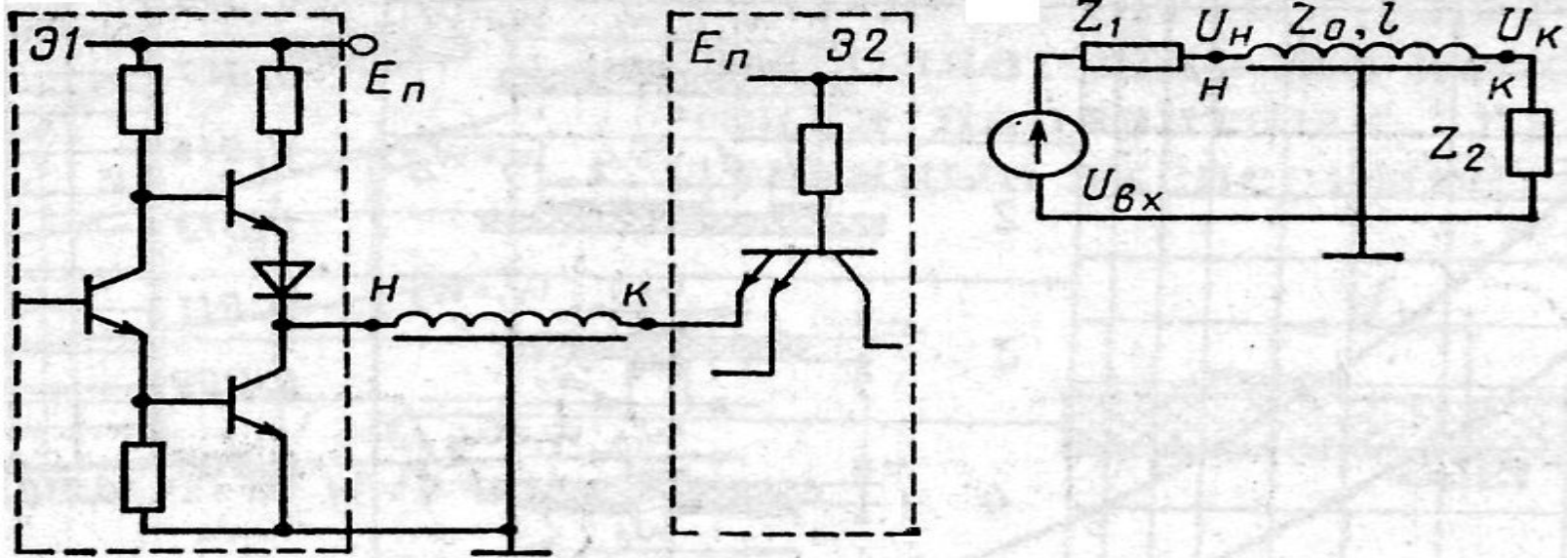
5.4.1. Механизм возникновения и виды искажений сигналов

Отражение может происходить от конструктивных неоднородностей или схемных элементов. Причина – изменение волнового сопротивления или неравенство его входному/выходному сопротивлению элемента.

Отражения от конструктивных неоднородностей становятся существенными в гигагерцевом диапазоне частот.

Анализ искажения сигнала от эффекта отражений будем выполнять на примере элементарной цепи связи элементов схем ТТЛ.

Эффект отражений (2)



Пусть генератор в момент времени t_0 вырабатывает идеальную ступеньку напряжения $U_{вх}$. Если сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии, т. е. $Z_2 = Z_0$, то линия работает в согласованном режиме — эффект отражения отсутствует, так как нагрузка целиком поглощает сигнал. Если $Z_2 \neq Z_0$ и $Z_1 \neq Z_0$, то через время T_3 , $2T_3$, $3T_3$ и т. д. сигнал будет поочередно отражаться от конца К и начала Н линии с коэффициентами

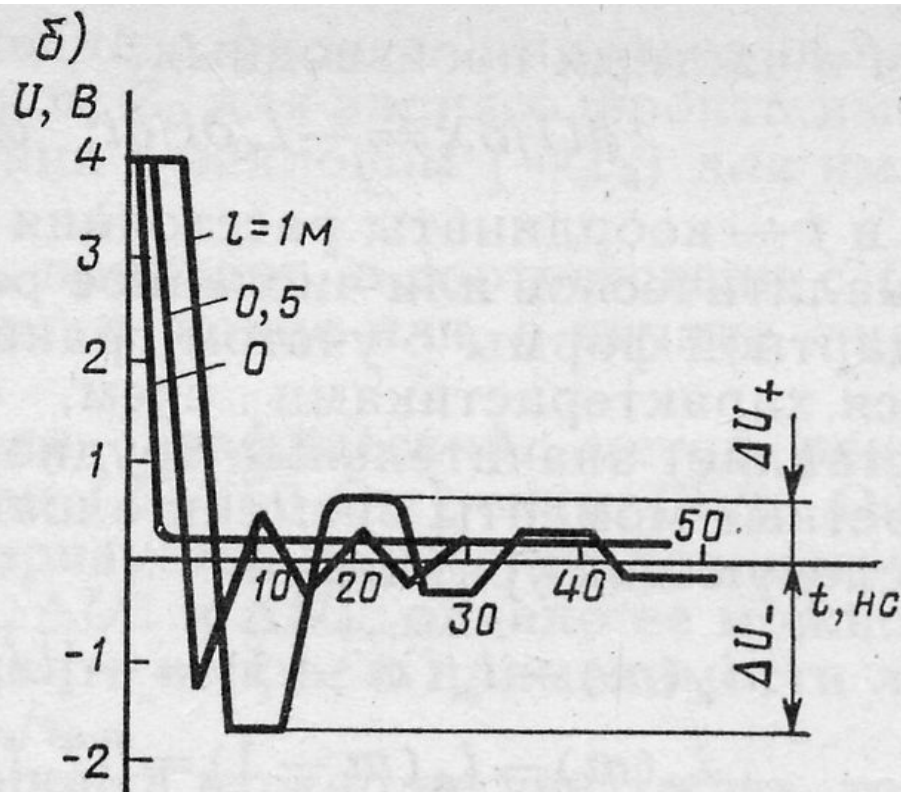
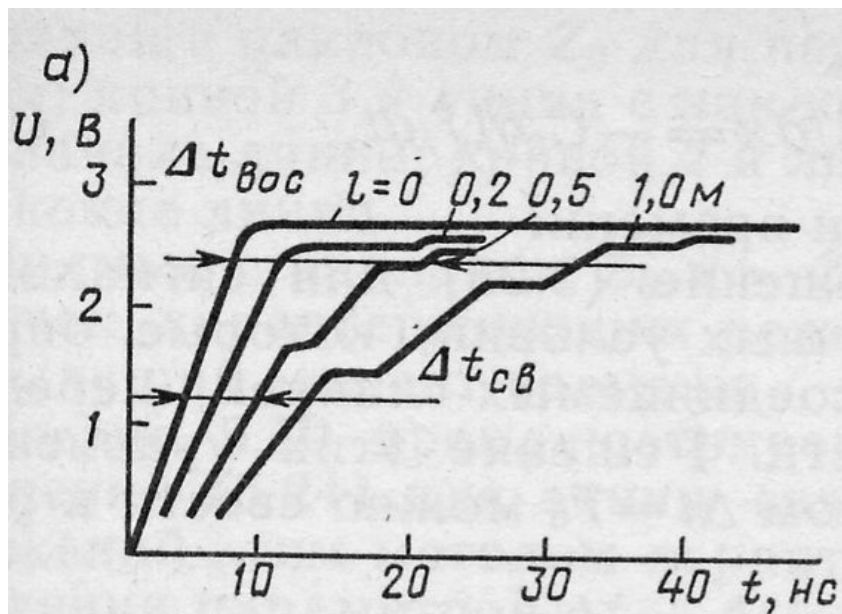
$$K_{02} = (Z_2 - Z_0) / (Z_2 + Z_0) \text{ и } K_{01} = (Z_1 - Z_0) / (Z_1 + Z_0).$$

Время $T_3 = l\tau_{з.р}$, где $\tau_{з.р}$ — задержка распространения сигнала на единицу длины линии связи.

Эффект отражений (3)

Таким образом в любой момент времени в любой точке линии сигнал равен сумме $U_{H1} = U_{ВХ} Z_0 / (Z_1 + Z_0)$ и всех последующих отраженных фронтов импульсов, успевших появиться к рассматриваемому моменту времени.

В схемах соединения элементов ТТЛ отраженные фронты искажают форму импульса.



Искажение положительного (а) и отрицательного (б) фронтов импульса

Степень искажения фронтов импульса следует оценивать при наихудшем сочетании между ВАХ элементов схемы и значением Z_0 .

Искажение переднего фронта импульса оценивается параметрами $\Delta t_{\text{св}}$ и $\Delta t_{\text{вос}}$, которые характеризуют задержку переднего фронта и время восстановления помехоустойчивости. Эти параметры измеряются по уровню 0,5 и 0,95 амплитуды импульса. Их необходимо учитывать при определении частоты синхронизации и разработке временной диаграммы.

По заднему фронту импульса возникают колебания ΔU_+ и ΔU_- .

При $l \geq 1$ м:

- $\Delta t_{\text{св}}$ может превысить задержку переключения элемента t_3^{01} ;
- $\Delta t_{\text{вос}}$ может достигать $(3...4) t_3^{01}$;
- ΔU_+ может превысить допустимую помеху;
- ΔU_- может создать на других (закрытых переходах МЭТ) напряжение, превышающее пробивное.

5.4.2. Анализ искажения сигнала

Модель переходных процессов в элементарной цепи связи без учета потерь

$$\partial U / \partial x = -L_0 \partial i / \partial t; \quad \partial i / \partial x = -C_0 \partial U / \partial t,$$

где x и t — координаты расстояния и времени.

Граничные условия – выходные характеристики элемента-источника и входная характеристика элемента-приемника.

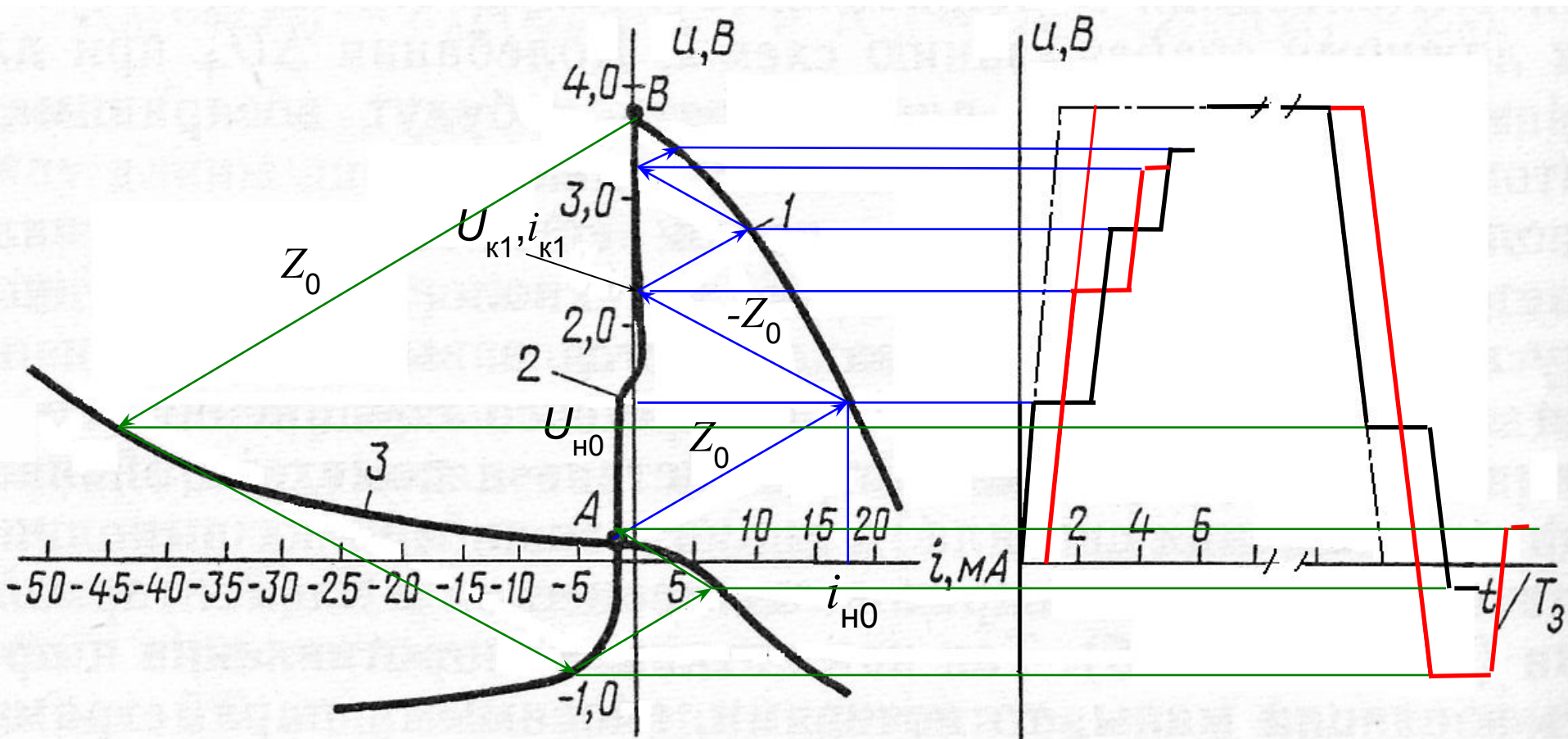
Эквивалентные уравнения в конечных разностях:

$$i_{\text{к}}(m) - i_{\text{н}}(m - 1) = -[U_{\text{к}}(m) - U_{\text{н}}(m - 1)] / Z_0;$$

$$i_{\text{н}}(m) - i_{\text{к}}(m - 1) = [U_{\text{н}}(m) - U_{\text{к}}(m - 1)] / Z_0,$$

где $i_{\text{н}}$, $U_{\text{н}}$, $i_{\text{к}}$, $U_{\text{к}}$ — токи и напряжения соответственно в начале и конце линии; $m = t / T_{\text{з}}$.

Графический метод исследования искажений в несогласованных линиях связи схем ТТЛ



1 и 3 – выходные характеристики элемента-источника в состоянии «1» и «0»;
2 – входная характеристика элемента-приемника

5.4.3. Приближенный способ определения допустимой длины несогласованного соединения

Если затягивание переднего фронта можно не учитывать, то предельная длина несогласованного соединения определяется амплитудой колебаний в конце линии, например, должно выполняться условие $\Delta U_+ \leq U_{\text{п}}^{\text{д}}$.

Согласно теории $\Delta U_+ \leq 0,15 U_{\text{лог}}$, если $2T_3 \leq t_{\text{ф}}$.

Откуда, если $U_{\text{п}}^{\text{д}} \leq 0,15 U_{\text{лог}}$, то $T_3 = l_{\text{д}} \tau'_{\text{з.р}} \leq t_{\text{ф}}/2$.

Тогда

$$l_{\text{д}} = t_{\text{ф}} / (2 \tau'_{\text{з.р}}).$$

Пример расчета допустимой длины несогласованной линии связи

Рассчитать допустимую длину несогласованной линии связи элементов интегральных схем. Предложено два варианта конструктивного исполнения линии связи: полосковая линия и витая пара. Примем $\epsilon_{\text{днэл}} = 6$, $t_{\text{ф}} = 15$ нс, $C_{\text{сх}} = 3 \cdot 10^{-12}$ Ф. Параметры витой пары: диаметр проводника с изоляцией $D = 0,5$ мм, без изоляции $d = 0,3$ мм, диэлектрическая проницаемость изоляции проводов $\epsilon_{\text{пр}} = 4$, емкость $C_0 = 0,5 \cdot 10^{-10}$ Ф/м. Параметры полосковой линии: $W = 0,5$ мм, $b = 0,57$ мм, $t = 0,05$ мм, $h = 0,26$ мм.

Решение. Для витой пары $\epsilon_{\text{эф}} = (\epsilon_{\text{пр}} + 1)/2 = 2,5$, т. е. равна среднему значению между проницаемостью воздуха и изоляцией проводов.

$$Z_0 = (120/\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}) \ln(2D/d) \approx 90 \text{ Ом.}$$

Подставляя $\tau'_{\text{з.р}} = Z_0 C_0 \sqrt{1 + C_{\text{сх}}/(C_0 l)}$ в $l = t_{\text{ф}}/(2\tau'_{\text{з.р}})$ и решая квадратное уравнение относительно l , находим

$$l_{\text{в.п}} = 1,64 \text{ м.}$$

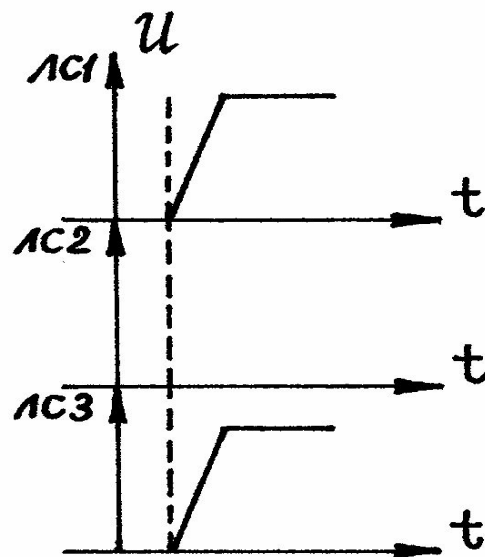
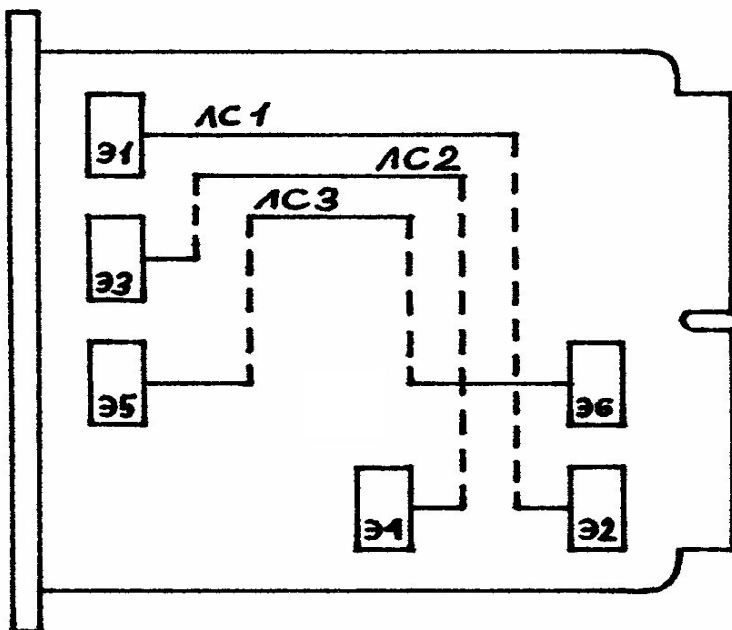
Для полосковой линии рассчитаем $C_0 = 2,64 \cdot 10^{-10}$ Ф/м и $Z_0 = 46$ Ом, тогда $l_{\text{п.л}} = 0,62$ м.

5.5. Помехи во взаимодействующих линиях связи

5.5.1. Механизм возникновения и математическая модель

Перекрестной помехой (ПП) называется паразитный сигнал, появляющийся в линии при прохождении сигнала в близ расположенной линии передачи из-за их ёмкостного и индуктивного взаимодействия.

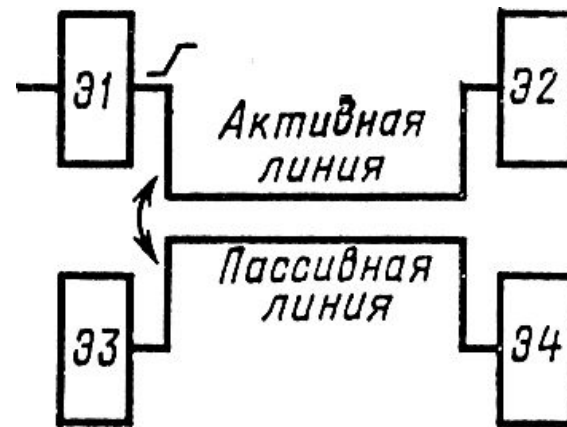
Возможно суммирование ПП от нескольких близко расположенных линий связи. Поскольку паразитная связь убывает при увеличении расстояния, существенными являются наводки от двух соседних линий ($3-4t$, где t – шаг печатного монтажа).



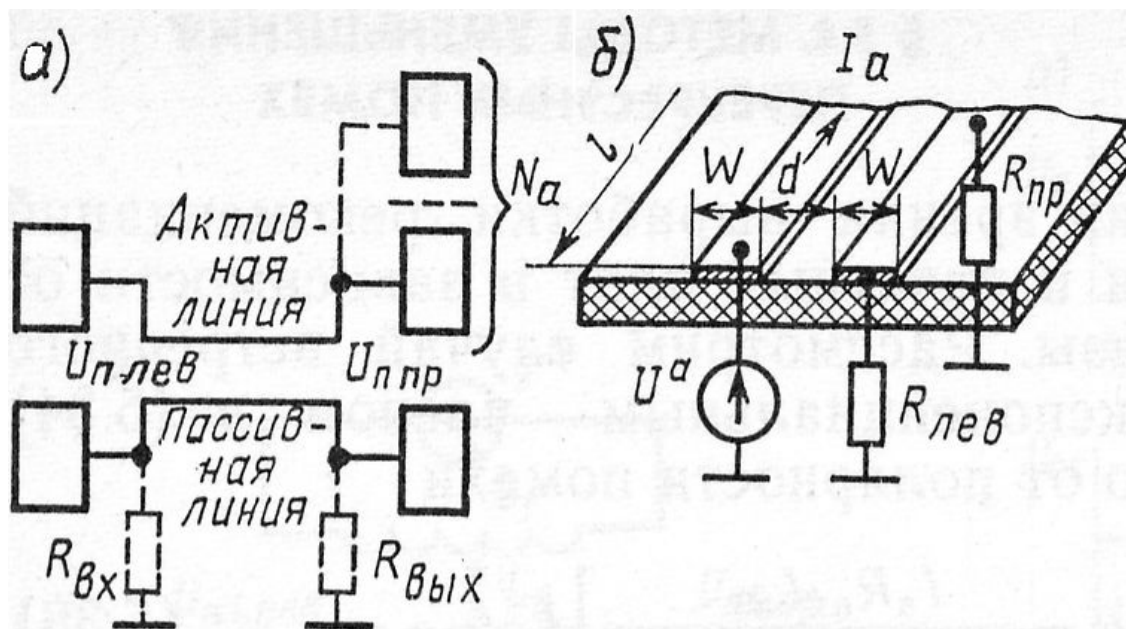
Помехи во взаимодействующих линиях связи (2)

Различают два варианта включения элементов пассивной цепи, относительно активной:

- **согласное**, если ЭЗ – источник сигнала (управляемый элемент), а Э4 – приёмник (воспринимающий элемент);
- **встречное**, если ЭЗ – воспринимающий элемент, а Э4 – управляющий.



Взаимодействующие цепи связи при встречном включении (а) и их фрагменты (б).



Помехи во взаимодействующих линиях связи (3)

Переходные процессы в двух взаимодействующих линиях передачи с идентичными параметрами описываются дифференциальными уравнениями в частных производных:

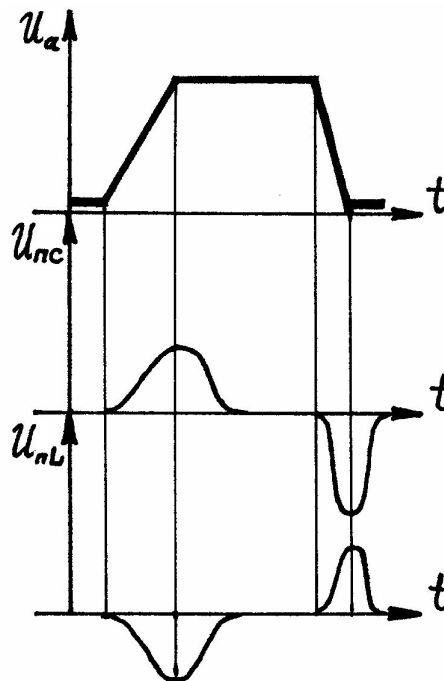
$$\frac{\partial i_a}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial U_a}{\partial t} + C_{в0} \frac{\partial U_{п}}{\partial t};$$

$$\frac{\partial i_{п}}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial U_{п}}{\partial t} + C_{в0} \frac{\partial U_a}{\partial t};$$

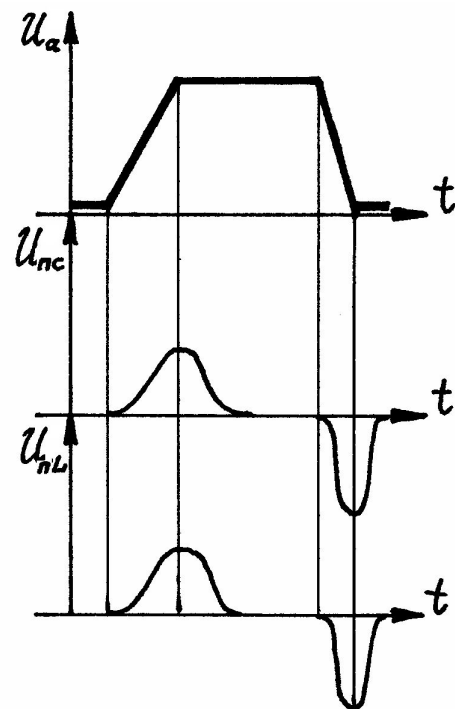
$$\frac{\partial U_a}{\partial x} = -L_0 \frac{\partial i_a}{\partial t} - L_{в0} \frac{\partial i_{п}}{\partial t};$$

$$\frac{\partial U_{п}}{\partial x} = -L_0 \frac{\partial i_{п}}{\partial t} - L_{в0} \frac{\partial i_a}{\partial t},$$

где i_a , $i_{п}$ и U_a , $U_{п}$ — токи и напряжения соответственно в активной и пассивной линиях передачи.



Согласное включение



Встречное включение

Помехи во взаимодействующих линиях связи (3)

При анализе взаимодействующих цепей указанные уравнения должны решаться с учетом граничных условий, которые определяются входными и выходными характеристиками логических элементов, входящих в эти цепи.

Решение дифференциальных уравнений в частных производных с нелинейными граничными условиями для различных форм реальных сигналов – очень сложная задача.

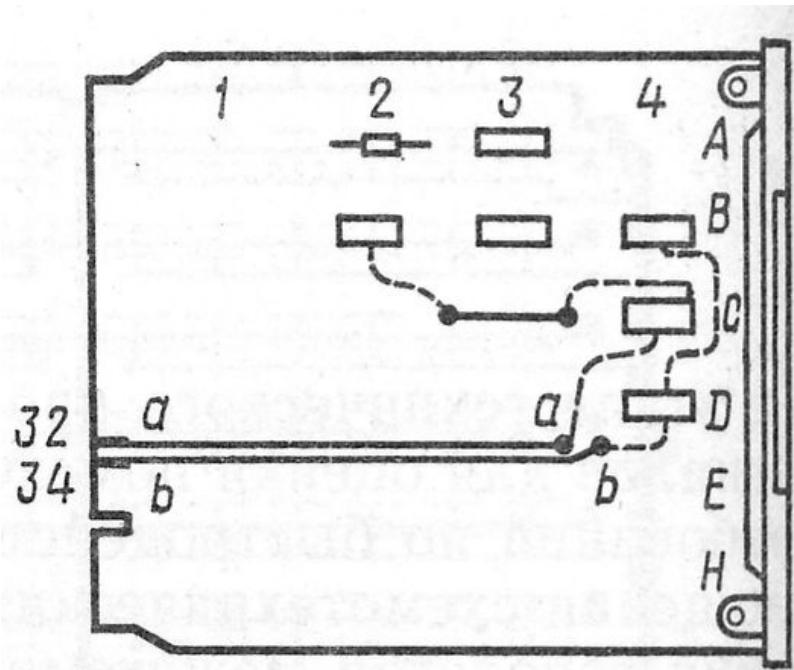
Из-за значительного разброса параметров цепей связи (входные/выходные характеристики элементов, электрические характеристики линий связи) проведение точного расчета нерационально.

Помехи во взаимодействующих линиях связи (4)

Целесообразно выполнять приближенный расчет перекрестных помех, упростив исходные уравнения и граничные условия на основе разумных допущений.

При таком подходе можно:

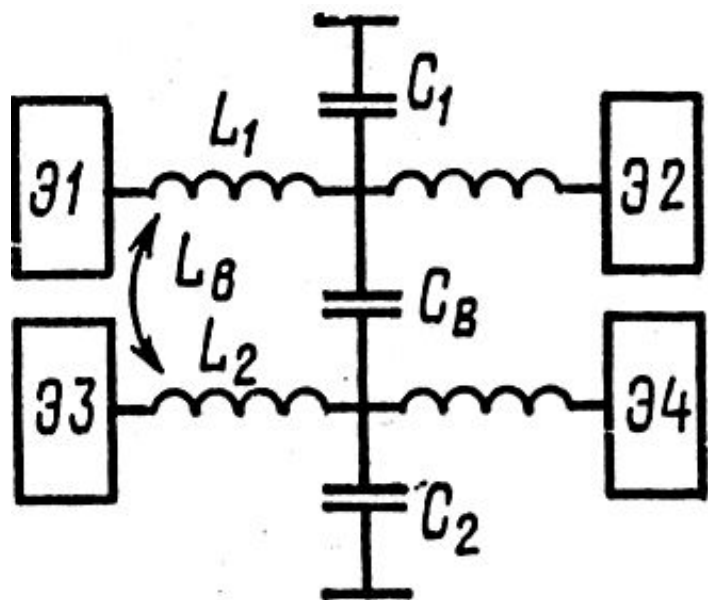
- проанализировать различные варианты схем соединений;
- определить способы снижения помех;
- оценить допустимую длину участков взаимодействия линий связи, а также сформулировать рекомендации для выбора :
 - линий связи на различных участках соединения;
 - типа печатной платы;
 - типа разъема и количества его контактов в комбинированной линии;
 - конструкции и топологии печатных проводников.



5.5.2. Упрощения и допущения при инженерном анализе перекрестных помех

1. Переход от распределённых к сосредоточенным параметрам.

Этот переход выполняется только для коротких линий связи.



C_1, L_1 – интегральные значения собственных ёмкостей и индуктивностей активной линии.

C_2, L_2 – интегральные значения собственных ёмкостей и индуктивностей пассивной линии.

$C_в, L_в$ – интегральные значения собственных ёмкостей и индуктивностей активной и пассивной линий.

$$C_1 = C_{10} \cdot l_1;$$

$$C_2 = C_{20} \cdot l_2;$$

$$C_в = C_{в0} \cdot l_в;$$

$$L_1 = L_{10} \cdot l_1;$$

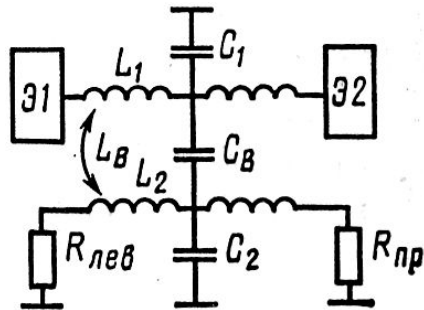
$$L_2 = L_{20} \cdot l_2;$$

$$L_в = L_{в0} \cdot l_в;$$

где l_1, l_2 – длина линии связи; $l_в$ – длина участка взаимодействия.

Упрощения и допущения (2)

2. Линеаризация граничных условий. Нелинейное выходное и входное сопротивление элементов пассивной цепи заменяются их линейными эквивалентами. Справедливость этого допущения обосновывается сравнительно небольшими колебаниями рабочей точки из-за низкого уровня допустимых помех.



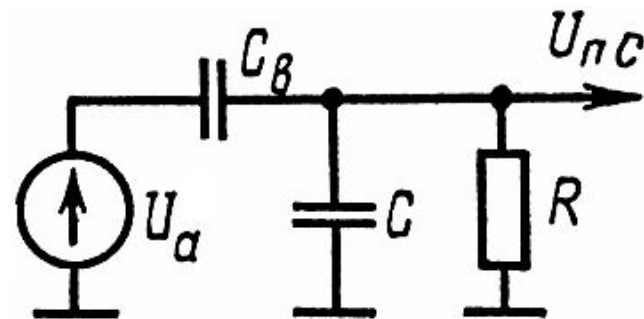
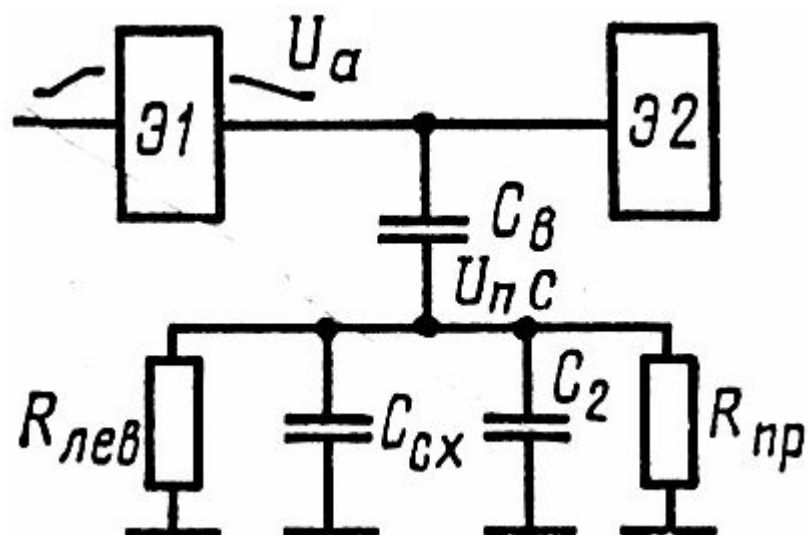
$R_{лев}$, $R_{пр}$ – эквивалентные сопротивления на левом и правом концах пассивной линии.

3. Идеализация сигнала в активной линии. Обоснованием являются предположения:

- переходные процессы в активной линии не зависят от переходных процессов формирования помехи ($K_C, K_L = 0, 1 \div 0, 2$);
- собственные реактивности активной линии не влияют на переходные процессы формирования сигнала в ней.

4. Возможность отдельного анализа ёмкостной и индуктивной составляющей ПП.

5.5.3. Ёмкостная составляющая перекрёстной помехи



$$R = \frac{R_{\text{лев}} R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}};$$

$$C = C_2 + C_{\text{сх}};$$

$$C_2 = C_0 / 2$$

Дифференциальное уравнение, описывающее процесс наведения ёмкостной помехи, имеет вид:

$$C_{\text{в}} \frac{d(U_{\text{а}} - U_{\text{пс}})}{dt} = C \frac{dU_{\text{пс}}}{dt} + \frac{U_{\text{пс}}}{R},$$

где $U_{\text{пс}}$ – ёмкостная составляющая перекрёстной помехи.

Ёмкостная составляющая перекрёстной помехи (2)

В предположении линейно нарастающего фронта напряжения в активной линии

$$\frac{dU_a}{dt} = \frac{U_a}{t_{\phi U}} = \text{const},$$

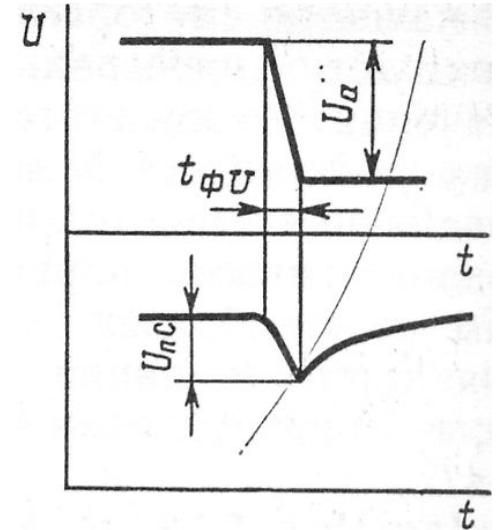
для $0 < t \leq t_{\phi U}$ получим:

$$U_{\text{пс}} = \frac{U_a}{t_{\phi U}} \cdot R \cdot C_B (1 - e^{-t/\tau}),$$

где U_a , $t_{\phi U}$ – перепад напряжения в активной линии и продолжительность его фронта;

$$\tau = R(C_B + C_2 + C_{\text{вх}}).$$

Знак ёмкостной помехи совпадает со знаком фронта наводящего фронта.



Ёмкостная составляющая перекрёстной помехи (3)

При $t = t_{\phi U}$ помеха достигает максимального значения:

$$\left[U_{\text{ПС}} \right]_{\text{max}} = \frac{U_a}{t_{\phi U}} \cdot R \cdot C_B \cdot (1 - e^{-t_{\phi U} / \tau}).$$

При $t > t_{\phi U}$ помеха начинает уменьшаться за счёт заряда ёмкостей:

$$U_{\text{ПС}} = \left[U_{\text{ПС}} \right]_{\text{max}} e^{-(t - t_{\phi U}) / \tau}.$$

Отрицательная помеха опасна, если воспринимающих элемент пассивной цепи находится в состоянии логической «1», положительная – если в состоянии логического «0».

Соотношение отрицательной и положительной ёмкостной составляющих ПП (U_c^- и U_c^+)

$$U_c^+ = \frac{U_a}{t_{\phi U}^+} \frac{R_{\text{вых}}(0) R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}(0) + R_{\text{вх}}} C_B (1 - e^{-t/\tau});$$

$$U_c^- = \frac{U_a}{t_{\phi U}^-} \frac{R_{\text{вых}}(1) R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}(1) + R_{\text{вх}}} C_B (1 - e^{-t/\tau}),$$

где $R_{\text{вых}}(1)$, $R_{\text{вых}}(0)$ — выходное сопротивление схемы в состоянии «1» и «0» соответственно; $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление схемы.

Находим отношение

$$\frac{U_c^-}{U_c^+} = \frac{t_{\phi U}^+}{t_{\phi U}^-} \frac{R_{\text{вых}}(1) (R_{\text{вых}}(0) + R_{\text{вх}})}{R_{\text{вых}}(0) (R_{\text{вых}}(1) + R_{\text{вх}})}.$$

Для схем ТТЛ $R_{\text{вх}} \approx 1 \text{ КОМ}$; $R_{\text{вых}}(1) \approx 100 \dots 200 \text{ Ом}$;
 $R_{\text{вых}}(0) \approx 15 \dots 30 \text{ Ом}$

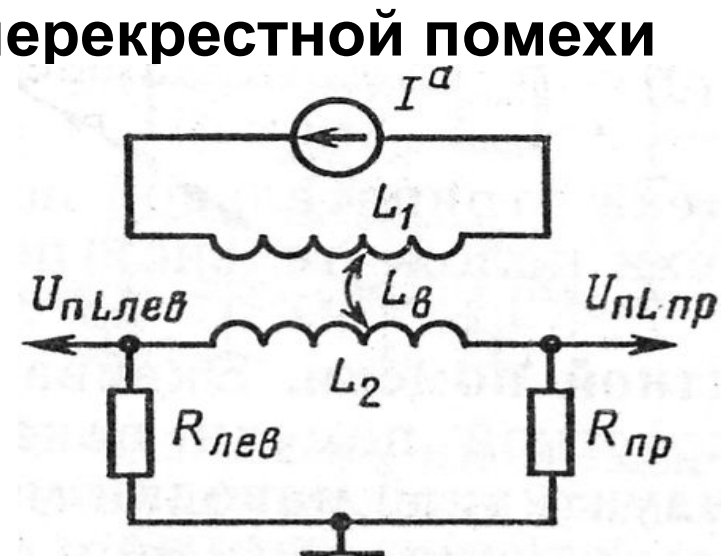
$$\frac{U_c^-}{U_c^+} \approx \frac{t_{\phi U}^+}{t_{\phi U}^-} \frac{R_{\text{вых}}(1)}{R_{\text{вых}}(0)} = \frac{2t_{\phi U}^-}{t_{\phi U}^+} \frac{R_{\text{вых}}(1)}{R_{\text{вых}}(0)} > 10.$$

5.5.4. Индуктивная составляющая перекрестной помехи

При линейном законе изменения фронта тока ЭДС, наведенная в пассивной цепи за счет взаимоиндуктивной связи,

$$E_{\Pi} = L_{\text{в}} I_{\text{а}} / t_{\text{ф}} I,$$

где $I_{\text{а}}$ и $t_{\text{ф}} I$ — перепад тока в активной линии и длительность его фронта.



Тогда оценки сверху амплитуды индуктивной составляющей перекрестной помехи на левом $U_{\text{пLлев}}$ и правом $U_{\text{пLпр}}$ концах пассивной линии соответственно будут:

$$U_{\text{пLлев}} = U_{\text{пLпр}} = \frac{E_{\Pi} R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{а}}}{t_{\text{ф}} I} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{вх}}} L_{\text{в}},$$

где $I_{\text{а}} = \sum_{i=1}^{N_{\text{а}}} I_{\text{а}i}$; $N_{\text{а}}$ -- количество элементов нагрузок в активной цепи;

$I_{\text{а}i}$ — ток, потребляемый i -м элементом активной цепи.

При согласном включении линий индуктивная помеха по знаку противоположна фронту наводящего сигнала, при встречном — знаки совпадают.

Соотношение емкостной и индуктивной составляющих перекрестной помехи

Вопрос о соотношении емкостной и индуктивной составляющих перекрестной помехи важен при выборе способа ее уменьшения.

Считая $I_{ai} = I_{a0} = \text{const}$, получим соотношение емкостной и индуктивной составляющих перекрестной наводки:

$$\frac{U_C}{U_L} = \frac{U_{at\phi I} C_{в0}}{N_a I_{a0} t_{\phi U} L_{в0}} R_{\text{вых}}.$$

Учитывая, что для схем ТТЛ $U_{at\phi I} / (I_{at\phi U}) \approx 10^3$, окончательно

$$U_C / U_L = (C_{в0} / L_{в0}) (R_{\text{вых}} / N_a) \cdot 10^3.$$

Соотношение емкостной и индуктивной составляющих перекрестной помехи (2)

Рассмотрим это соотношение для помехи отрицательной полярности.

Тогда $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}(1) = 100 \dots 200 \text{ Ом}$.

Все линии связи разделим на два класса:

- низкоомные ($Z_0 < 75 \text{ Ом}$) – полосковые линии связи;
- высокоомные ($Z_0 \geq 75 \text{ Ом}$) – все остальные.

Для низкоомных линий связи $C_{\text{В0}}/L_{\text{В0}} \geq 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ф/Гн}$.

Для высокоомных линий связи $C_{\text{В0}}/L_{\text{В0}} \approx 10^{-4} \text{ Ф/Гн}$.

Тогда при $N_a = 10$ получим:

- для низкоомных линий связи $U_C^- / U_L^- \geq 2,5$;
- для высокоомных линий связи $U_C^- / U_L^- \geq 1$;

при $N_a = 1$ получим:

- для низкоомных линий связи $U_C^- / U_L^- \geq 25$;
- для высокоомных линий связи $U_C^- / U_L^- \geq 10$.

5.5.5. Суммарная перекрестная помеха

Таким образом при согласном включении ёмкостная и индуктивная составляющая компенсируются, при встречном – суммируются.

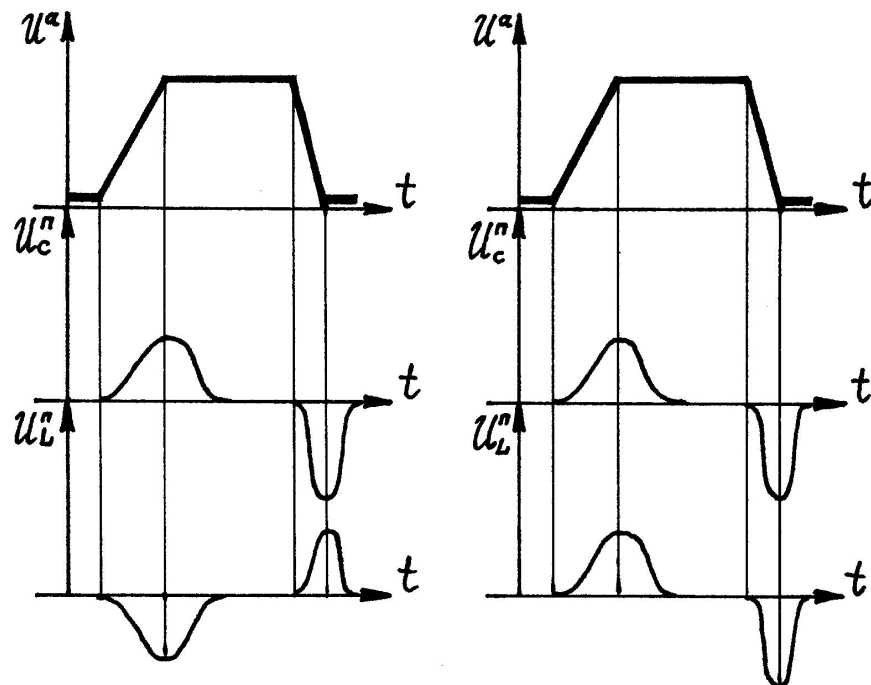
Суммарная помеха:

- при встречном включении цепей:

$$U_{\Sigma B} = \frac{U_a R C_{\text{н0}} I_{\text{в}}}{t_{\phi U}} (1 - e^{-t_{\phi U} / \tau}) + \frac{I_a R_{\text{лев}} L_{\text{н0}} I_{\text{в}}}{t_{\phi I} (R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}})} (1 - e^{-t_{\phi I} / \tau}); \quad (1)$$

- при согласном включении:

$$U_{\Sigma C} = \frac{U_a R C_{\text{н0}} I_{\text{в}}}{t_{\phi U}} (1 - e^{-t_{\phi U} / \tau}) - \frac{I_a R_{\text{пр}} L_{\text{в0}} I_{\text{в}}}{t_{\phi I} (R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}})} (1 - e^{-t_{\phi I} / \tau}).$$



Согласное
включение

Встречное
включение

Суммарная перекрестная помеха (2)

Учитывая тот факт, что отрицательная емкостная помеха существенно больше положительной (то же справедливо и для индуктивной составляющей), максимальной будет отрицательная суммарная помеха при встречном включении.

$$U_{\Sigma}^{-} = \left[\frac{U_a}{t_{\phi U}^{-}} \frac{R_{\text{ВЫХ}}(1) R_{\text{ВХ}} C_{\text{В0}} I_{\text{В}}}{R_{\text{ВЫХ}}(1) + R_{\text{ВХ}}} (1 - e^{-t_{\phi U}^{-}/\tau}) + \right. \\ \left. + \frac{I_{\text{а0}} N_{\text{а}}}{t_{\phi I}^{-}} \frac{R_{\text{ВХ}} L_{\text{Н0}} I_{\text{В}}}{R_{\text{ВЫХ}}(1) + R_{\text{ВХ}}} (1 - e^{-t_{\phi I}^{-}/\tau}) \right].$$

5.5.6. Способы уменьшения перекрестных помех

Рассмотрим формулу суммарной ПП при встречном включении

$$U_{\text{пΣв}} = \frac{U_a RC_{\text{п0}} l_{\text{в}}}{t_{\text{фU}}} (1 - e^{-t_{\text{фU}}/\tau}) + \frac{I_a R_{\text{лев}} L_{\text{п0}} l_{\text{я}}}{t_{\text{фI}} (R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}})} (1 - e^{-t_{\text{фI}}/\tau});$$

с точки зрения выработки рекомендаций по использованию линий связи и печатных плат в зависимости от скорости переключения элементной базы.

1. $t_{\text{фU}} > 2,5\tau$. В этом случае экспоненциальным членом можно пренебречь. Независимо от полярности помехи:

$$U_{\text{пΣ}} = \left[\frac{U_a RC_{\text{в0}}}{t_{\text{фU}}} + \frac{I_a R_{\text{вх}} L_{\text{в0}}}{t_{\text{фI}} (R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}})} \right] l_{\text{в}}. \quad (1)$$

Из формулы видно, что амплитуда помехи прямо пропорциональна длине участка взаимодействия, длительность помехи приблизительно равна длительности фронта. При учете только емкостной составляющей допустимую длину участка взаимодействия можно определить из условия

$$U_{\text{пд}} \geq U_a \cdot R \cdot C_{\text{в0}} \cdot l_{\text{в}} / t_{\text{фU}} \text{ откуда}$$

$$l_{\text{доп}} \leq U_{\text{пд}} t_{\text{фU}} / (U_a RC_{\text{п0}}).$$

Способы уменьшения перекрестных помех (2)

2. $t_{\phi U} < \tau$. Разложив экспоненту в ряд и ограничившись двумя членами разложения, получим

$$U_{\text{пЭ}} = \frac{U_a}{1 + C_0/C_{\text{в0}} + C_{\text{сх}}/(C_{\text{в0}}l_{\text{в}})} + \frac{I_a}{R_{\text{вых}} [C_{\text{в0}}/L_{\text{в0}} + C_0/L_{\text{в0}} + C_{\text{сх}}/(L_{\text{в0}}l_{\text{в}})]}$$

Отсюда видно, что амплитуда помехи практически не зависит от длины участка взаимодействия, а длительность помехи прямо пропорциональна его длине

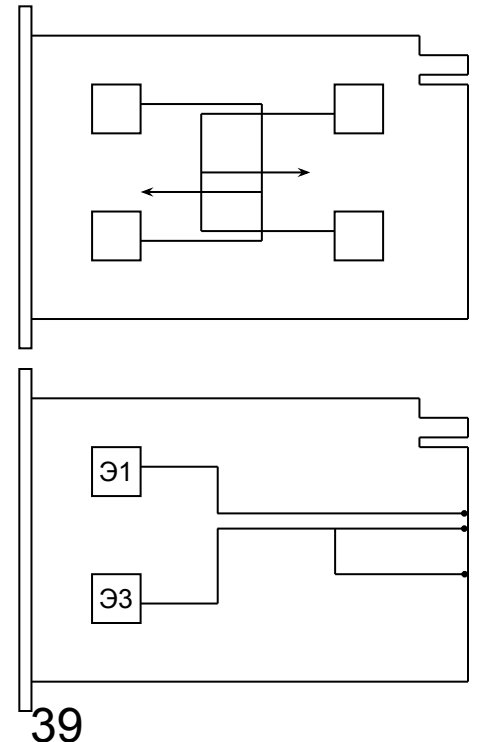
Из анализа следует, что применение однослойных печатных плат без металлизированной поверхности допустимо лишь для низкоскоростных устройств ($t_{\phi U} > 2,5\tau$), где уменьшение амплитуды помехи возможно за счет сокращения длины участка взаимодействия.

Для монтажа элементов в быстродействующих устройствах ($t_{\phi U} < \tau$) необходимо использовать многослойные печатные платы с введением металлизированных слоев, это приводит к увеличению отношений $C_{\text{в0}}/L_{\text{в0}}$, $C_0/L_{\text{в0}}$, $C_0/C_{\text{в0}}$. Емкостную составляющую перекрестной наводки можно уменьшить, выбирая материалы платы с минимальной эффективной диэлектрической проницаемостью.

Способы уменьшения перекрестных помех (3)

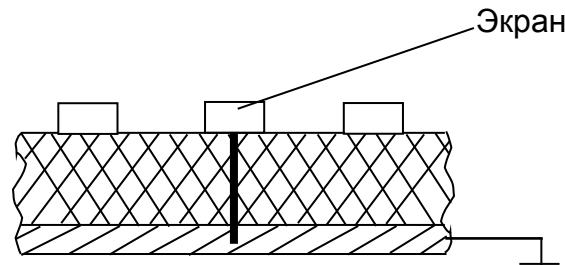
Основные способы снижения ПП за счет изменения топологии, геометрии и конструкции межсоединений:

- трассировка ЛС на соседних слоях под углом 90 или 45°;
- увеличение расстояния между ЛС на одном слое;
- использование согласного включения элементов взаимодействующих цепей;
- для уменьшения ёмкостной составляющей ПП использование диэлектриков с малым ϵ ;
- для уменьшения индуктивной составляющей ПП – увеличение расстояния между взаимодействующими цепями, таким образом, что уменьшалась площадь перекрытия контуров, образуемых взаимодействующими линиями и соединяемыми ими элементами;
- разнесение контактов разъемов взаимодействующих цепей, элементы которых расположены на разных субблоках;



Способы уменьшения перекрестных помех (4)

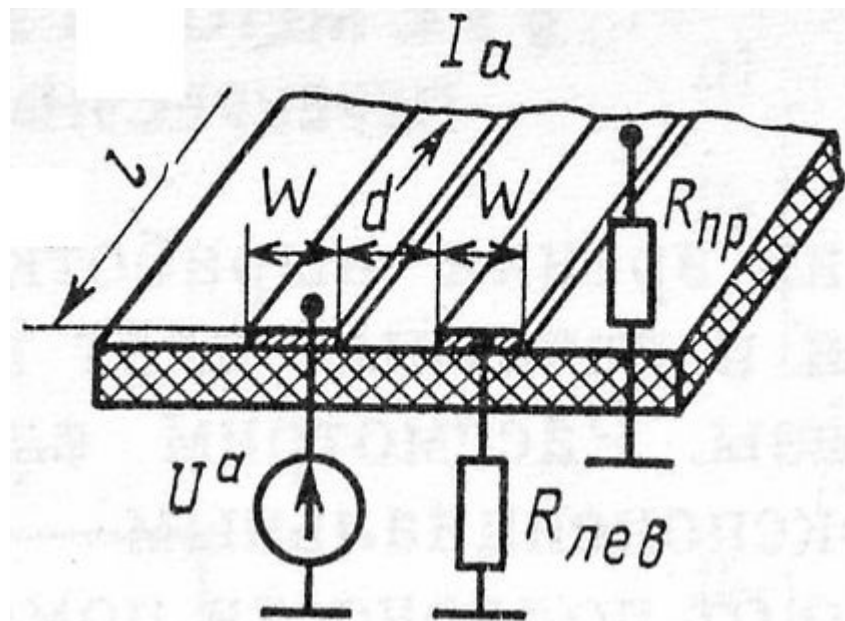
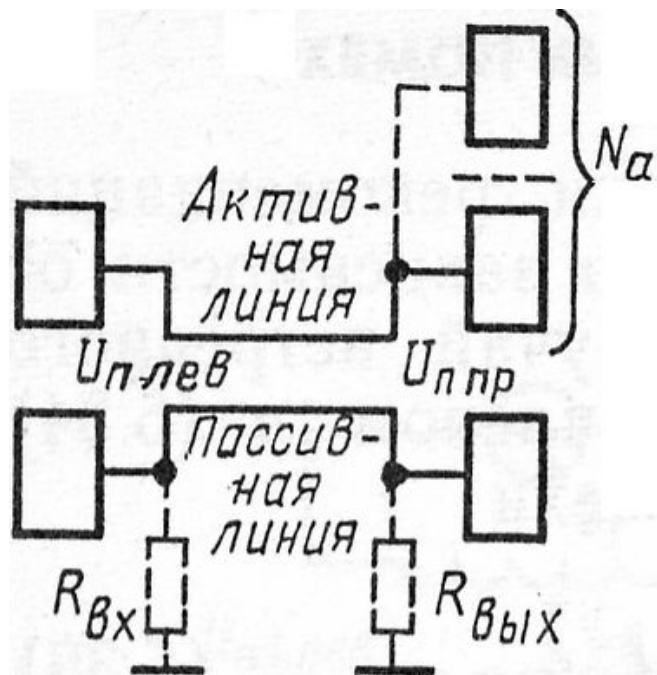
- использование разделяющего экранирующего проводника;



- выполнение коаксиальным кабелем или экранированной витой парой участков взаимодействующих цепей на длине, превышающей допустимую;
- использование МПП со специальными структурами сигнально-потенциальных звеньев.

5.5.7. Определение допустимой длины взаимодействующего участка

Пример. Рассчитать допустимую длину взаимодействующего участка связей элементов схем ТТЛ, расположенных на одном ТЭЗ, учитывая, что допустимая перекрестная помеха $U_{\text{доп}} = 0,2$ В. Соединение элементов пассивной цепи — встречное, управляющий элемент в состоянии логического «0». Число элементов-нагрузок в активной линии $N_a = 10$. Параметры линий $W = 0,5$ мм; $d = 1$ мм ($\epsilon_{\text{диэл}} = 5$); $R_{\text{лев}} = R_{\text{вх}} = 1$ кОм; $R_{\text{пр}} = R_{\text{вых}}(0) = 30$ Ом; $U_a/t^+_{\phi U} = 0,25 \cdot 10^9$ В/с; $I_a/t^+_{\phi I} = 0,2 \cdot 10^6$ А/с.



Определение допустимой длины взаимодействующего участка (2)

Решение. Допустимую длину взаимодействующего участка связей $l_{\text{доп}}$ определим по (1), так как для схем ТТЛ среднего быстродействия ($t_{\text{фУ}} = 10$ нс) условие $t_{\text{фУ}} \geq 2,5\tau$ выполняется. Проводники являются внешними по отношению к печатной плате, поэтому $\epsilon_{\text{эф}} = (\epsilon_{\text{диэл}} + 1)/2$. Из условия $U_{\text{доп}} \geq U_{\text{п.лев}}$, используя (1), получим

$$\frac{R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}}} C_{\text{в0}}l_{\text{в}} \frac{U_{\text{а}}}{t_{\text{фУ}}^+} + \frac{R_{\text{пх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}}} 2l_{\text{в}} \{2,3 \log [2W/(W + d)] + (W + d)/l_{\text{в}} + 1\} 10^{-8} (I_{\text{а}}/t_{\text{фУ}}^+) N_{\text{а}} \leq U_{\text{доп}};$$

$$C_{\text{в0}} = 0,34 \cdot 10^{-10} \text{ Ф/м.}$$

Если пренебречь величиной $(W + d)/l_{\text{в}}$, то $L_{\text{в0}} = M_{1,2}/l_{\text{в}} = 0,28 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$

С учетом того, что $l_{\text{в}} = l_{\text{доп}}$, найдем $l_{\text{доп}} = 0,69 \text{ м.}$

5.6. Помехи по цепям управления и питания

Помехи по цепям управления и питания возникают из-за паразитной связи через общее сопротивление цепей управления и шин питания и «земли». Эти помехи наводятся на их общих сопротивлениях и носят индуктивный характер.

Помеха по цепям управления

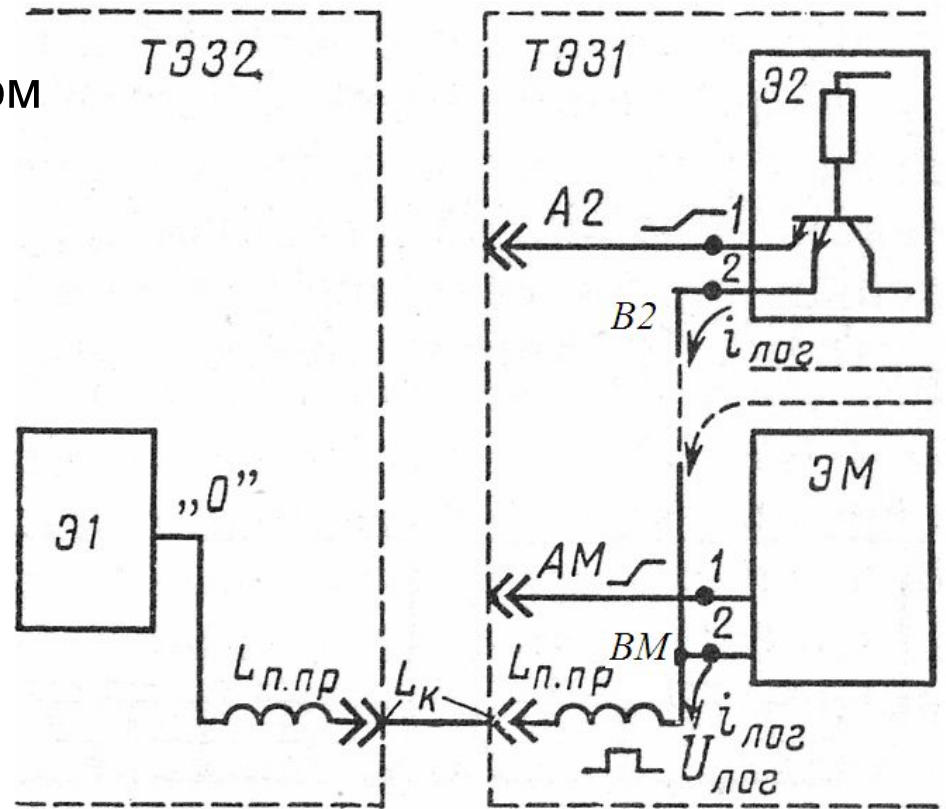
Возникает в элементах, во входном каскаде которых стоят много-эмитерные транзисторы.

В моменты времени

t_1 : A2 – AM – “0” и B2 – BM – “0”

t_2 : A2 – AM – “1” и B2 – BM – “0”

Переходы A будут закрываться, входные токи будут переключаться во 2-ю входную цепь. Протекая по управляющей цепи от Э2...ЭМ, они суммируются, на общей индуктивности формируется помеха, которая имеет положительную полярность.



Помеха по цепям управления (2)

$$U_{\text{лог}} \approx L_{\text{экв}} \sum_{i=1}^N I_i / t_{\phi i},$$

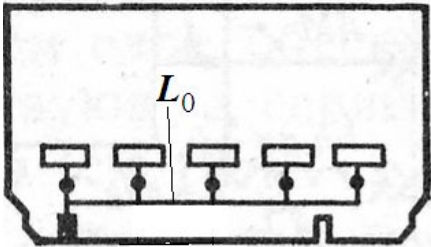
где $L_{\text{экв}}$ — эквивалентная индуктивность управляющей линии (включает индуктивность печатного проводника и контактов разъемов);

$\sum_{i=1}^N I_i$ — суммарный ток элементов Э2—ЭМ.

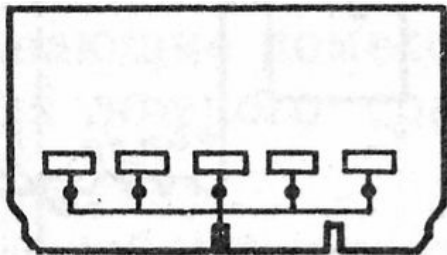
Помеха по цепям управления (3)

Способы уменьшения помехи:

- уменьшение индуктивности печатных проводников за счет уменьшения их длины;
- секционирование линий связи (приводит к уменьшению помехи за счет сокращения длины протекания суммарных токов);



$$\frac{I}{t_{\Phi I}} \cdot L_0 \cdot (1 + 2 + 3 + 4) = 10 \cdot \frac{I}{t_{\Phi I}} \cdot L_0.$$



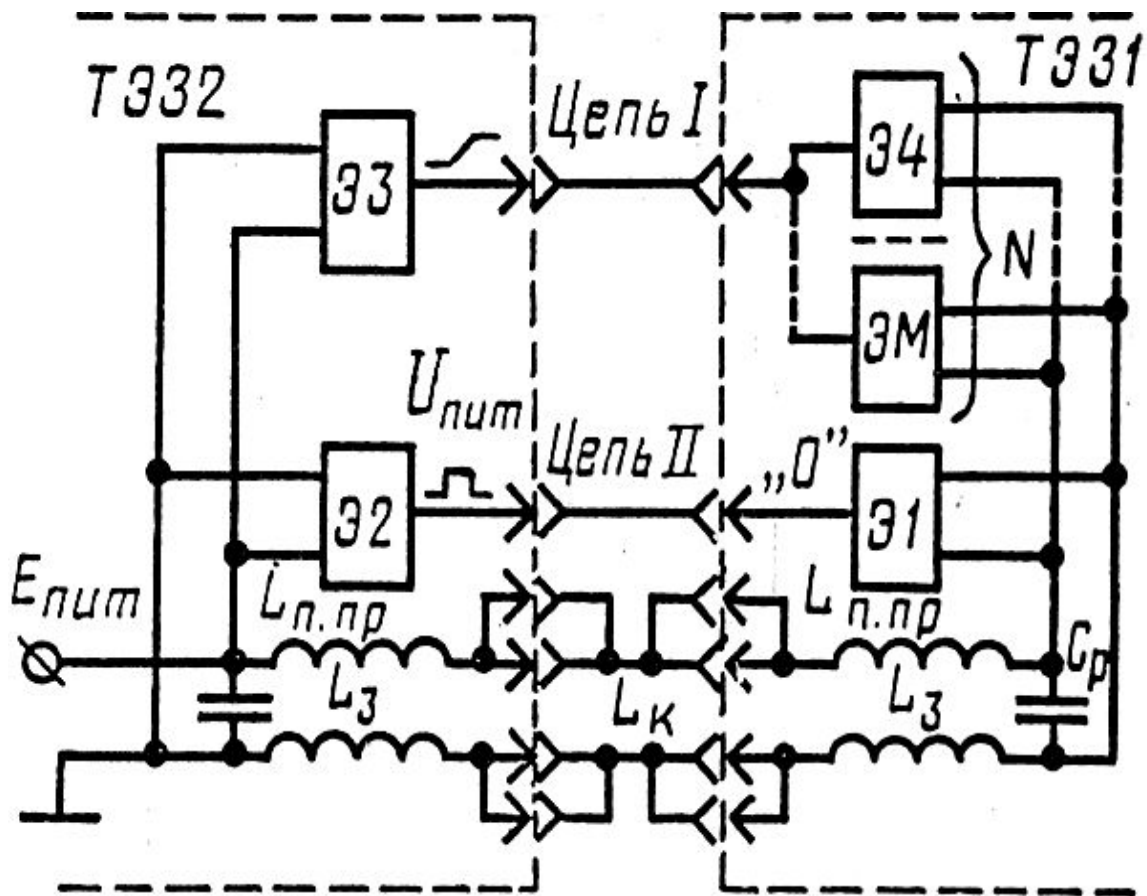
$$\frac{I}{t_{\Phi I}} \cdot L_0 \cdot (1 + 2) = 3 \cdot \frac{I}{t_{\Phi I}} \cdot L_0$$

- если управляющий и управляемый элементы находятся на разных субблоках, то:
 - а) при наличии свободных контактов следует их распараллелить;
 - б) если возможно, следует перекомпоновать схему так, чтобы они располагались на одном субблоке;

Помехи по шинам питания

В статическом состоянии по шинам питания протекают стационарные токи, вызывающие постоянное падение напряжения. При переключении элементов соответственно происходит изменение этих токов.

Если в цепи 1 одновременно переключаются N элементов Э4-ЭМ, то на общих индуктивностях шин питания и «земли» возникает помеха из-за изменения токов:



$$U_{ПИТ} \approx L_{ЭКВ} \sum_{i=1}^N I_i / t_{\phi i}$$

Помехи по шинам питания (2)

Эта помеха может быть как положительной, так и отрицательной полярности.

Положительная помеха попадает на вход элемента Э2 через вывод «земля» и выходную цепь элемента Э1, находящегося в логическом «0».

Отрицательная помеха – через вывод питания и выходную цепь элемента Э1, находящегося в логической «1».

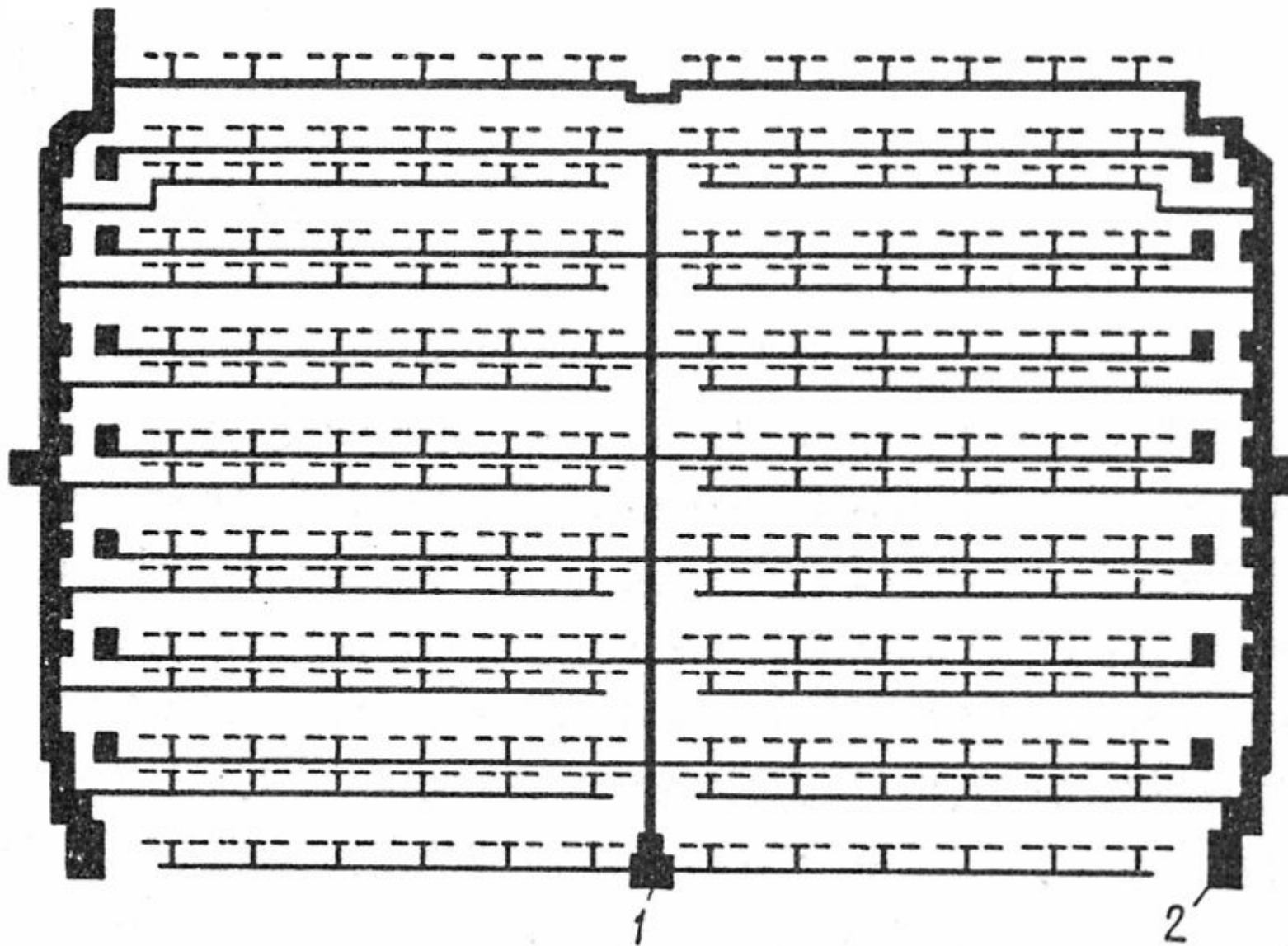
Способы уменьшения помехи:

- секционирование (как для ПП, так и для подложек МС);
- распараллеливание контактов разъемов;
- увеличение ширины шин питания и «земли»;
- использование развязывающих конденсаторов:

$$C_{\text{Ф}} \geq \frac{(t_{\text{Ф}} \cdot n)^2}{L_{\text{ЭКВ}}}, \quad R \leq \frac{L_{\text{ЭКВ}}}{t_{\text{Ф}} \cdot n}, \quad R_{\text{к}} - \text{модуль сопротивления конденсатора,} \\ n - \text{желаемая кратность уменьшения помехи.}$$

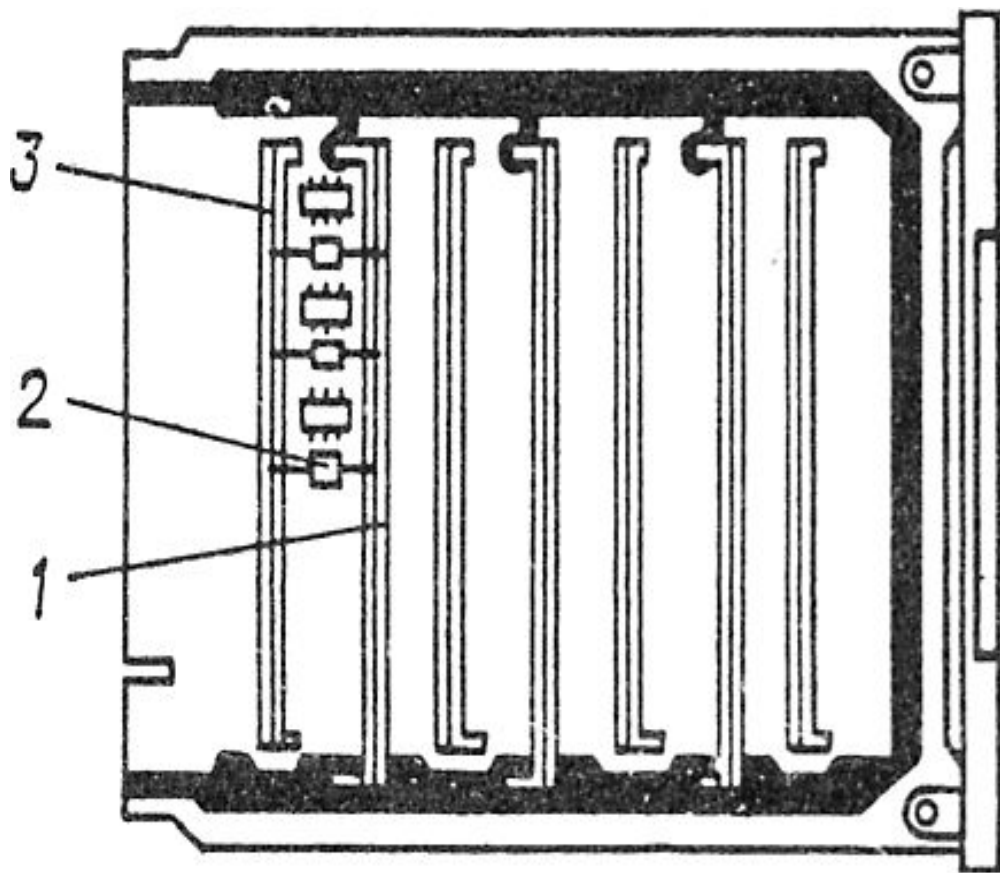
- в МПП использование сетчатых слоев;
- в ДПП шины питания и земли целесообразно располагать друг над другом для увеличения емкости конструктивного фильтра.

Примеры топологии шин питания и «земли»



1 – шина питания; 2 – шина «земли»

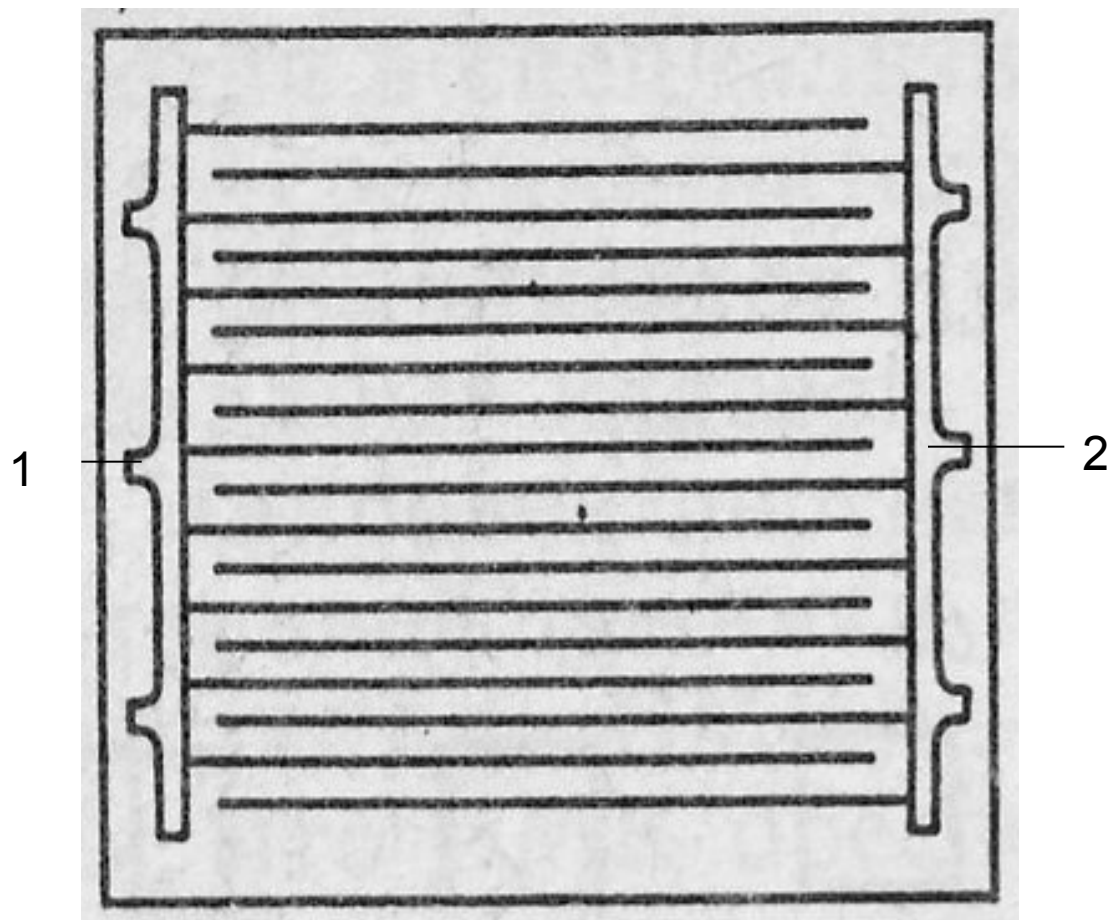
Примеры топологии шин питания и «земли» (2)



Подвод питания и «земли» на субблоке с использованием навесных шин

- 1 – шина «земли»;
- 2 – конденсатор;
- 3 – шина питания

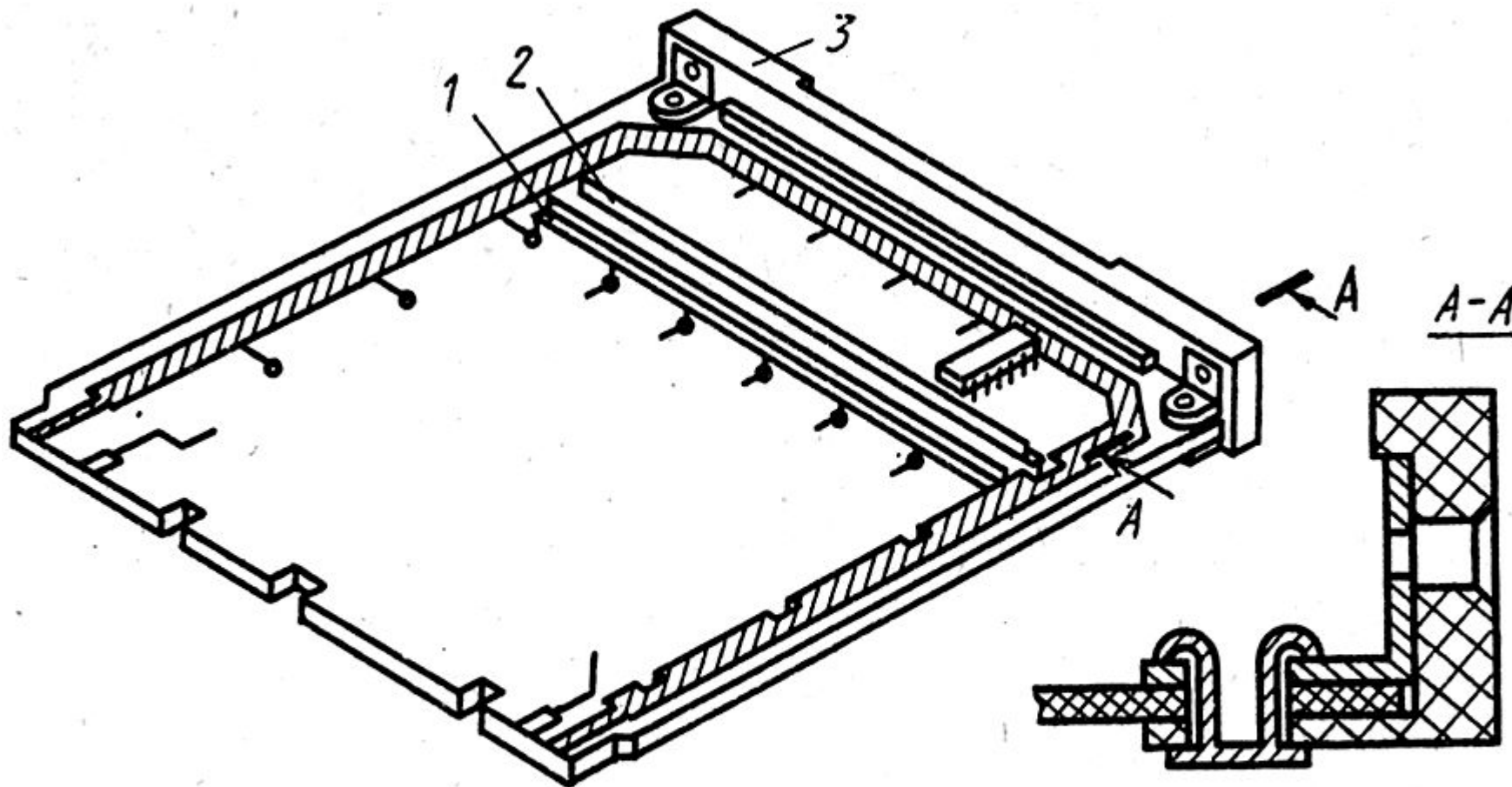
Примеры топологии шин питания и «земли» (3)



Шины питания и «земли»
в матричном БИС

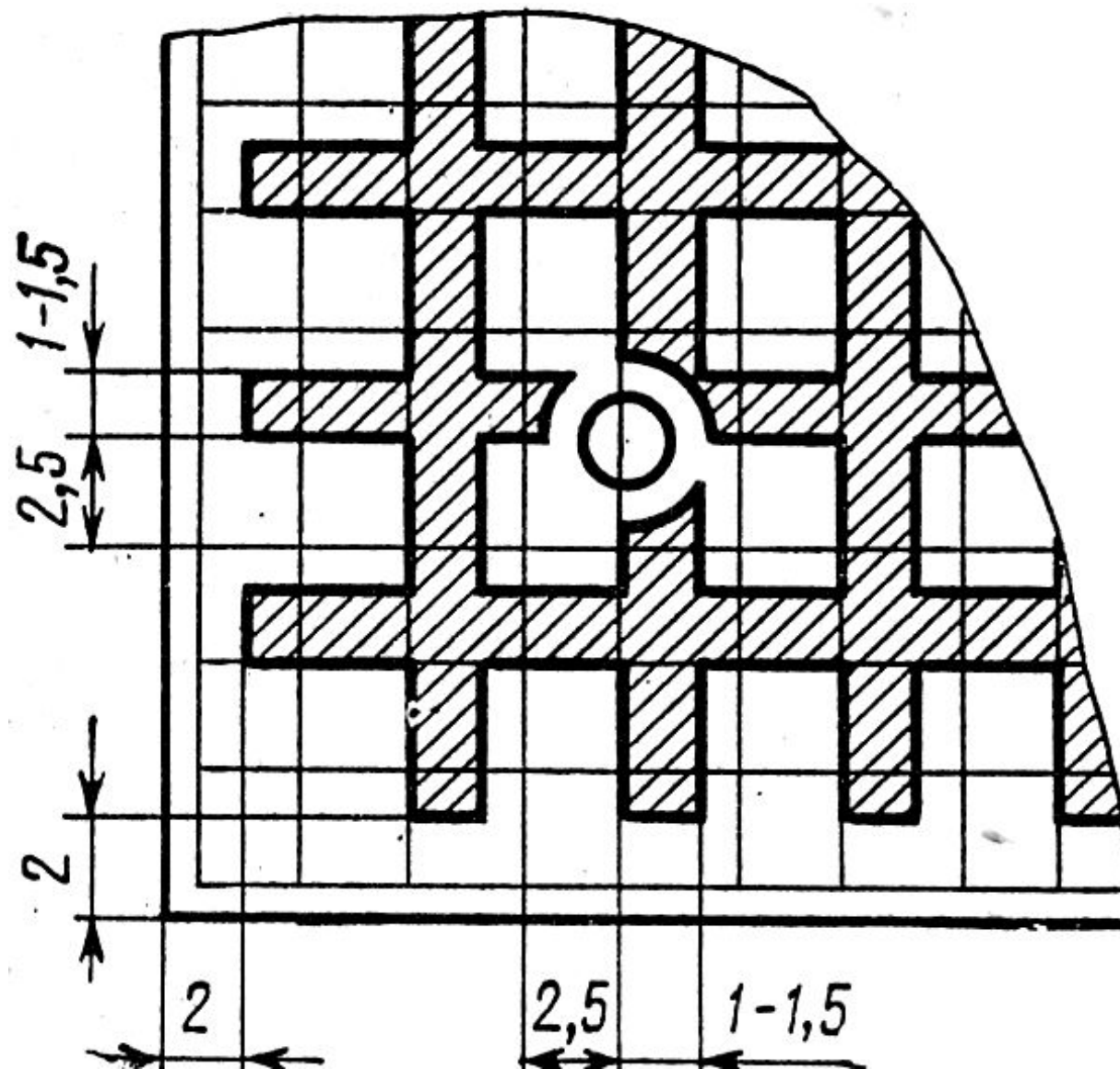
1 – шина «земли»;
2 – шина питания

Примеры топологии шин питания и «земли» (4)



- 1 – навесные шины «земли»;
- 2 – навесные шины питания;
- 3 – лицевая планка

Фрагмент слоя МПП (питание или «земля»)



5.7. Методика конструирования линий связи

Методика реализует исследования искажения сигналов из-за различных эффектов:

- на основании анализа искажений от эффекта отражений оценивают допустимую длину несогласованной линии связи и увеличение задержки сигнала;
- исходя из допустимой перекрестной помехи, находят максимальную длину взаимодействующих участков при различном числе разъемов цепи с учетом возможности суммирования помех;
- оценивают помехи по цепям управления и определяют допустимую длину управляющей линии, ее топологию и число контактов в ней;
- по результатам анализа помехи по цепям питания рассчитывают их основные параметры, выбирают топологию шин питания и «земли».

При этом формулируют также рекомендации и ограничения на совместную или отдельную компоновку элементов схемы, на размещение МС и трассировку связей.