

## **Лекції 7 8. Забезпечення завадостійкості при конструюванні елементів, вузлів і пристроїв електронної апаратури**

### **План лекції:**

1. Причини виникнення перешкод.
2. Зв'язки між елементами в ЕА.
3. Перешкоди при з'єднанні елементів ЕА «короткими» зв'язками.
4. Перешкоди при з'єднанні елементів «довгими» зв'язками.
5. Паразитні наведення в «довгих» лініях зв'язку.
6. Методи розведення «довгих» ліній зв'язку.

Надійність і достовірність роботи електронної апаратури (ЕА) залежить від її перешкодозахищеності стосовно зовнішніх і внутрішніх, випадкових і регулярних перешкод. Від правильного рішення завдання забезпечення завадостійкості елементів і вузлів ЕА залежать як строки розробки, виготовлення й налагодження ЕА, так і нормальне її функціонування в процесі експлуатації. Найбільш успішна боротьба з перешкодами можлива лише в тому випадку, коли розробки електричних схем і конструкцій елементів і вузлів нерозривно зв'язані. При цьому розроблювачі електричних схем повинні мати необхідний мінімум знань із питань конструювання, а конструктори правильно розбиратися у функціональному призначенні й принципах роботи тих або інших елементів і пристроїв.

### **1. Причини виникнення перешкод**

Перешкодою для електронної апаратури є зовнішній або внутрішній вплив, що приводить до перекручування дискретної або аналогової інформації під час її обробки, перетворення, зберігання або передачі. Інформаційні сигнали в ЕА мають електричну природу, таку ж природу мають і перешкоди. Боротьба з перешкодами здобуває все більшу актуальність через наступні причини.

1. Енергетичний рівень інформаційних сигналів має тенденцію до зменшення (підвищення частоти й зниження перепаду напруг), а енергетичний рівень зовнішніх перешкод безупинно збільшується, що обумовлено зростанням енергооснащеності народного господарства. Так, наприклад, вольт-секундна площа імпульсів у логічних елементах ЕА першого покоління становить

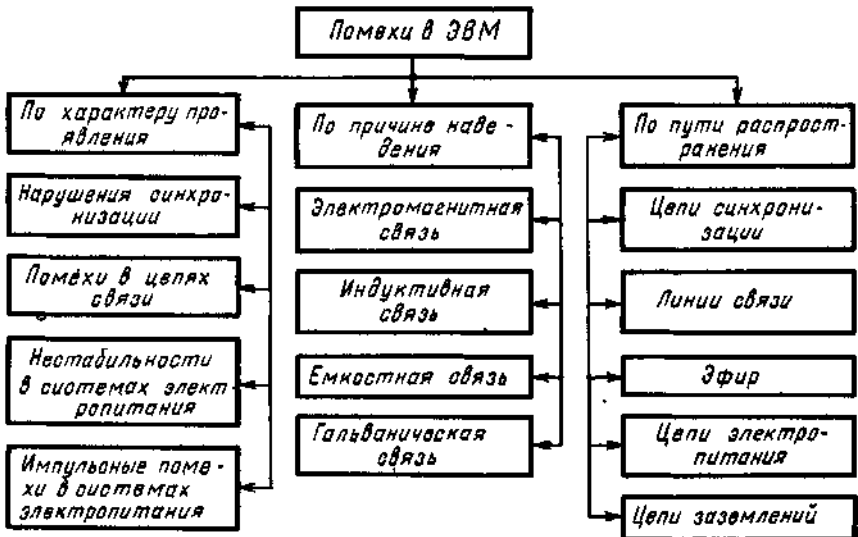
$6 \cdot 10^{-6}$  В·с, в логічних елементах ЕА другого покоління — приблизно  $3 \cdot 10^{-8}$  В·с, а в елементах ЕА третього покоління — тільки  $0,3 \cdot 10^{-6}$  В·с. В тих вузлах ЕА, де виконується фізичне перетворення інформації (наприклад, в магнітних запам'ятовуючих пристроях) корисні сигнали ще менші. Сигнал з читуючої головки накопичувача на магнітних дисках дорівнює приблизно  $0,01 \cdot 10^{-6}$  В·с. Для порівняння скажемо, що вольт-секундна площа паразитного імпульсу перенапруги, що виникає при разриві струму в 100 мА, який протікає через індуктивність в 100 мкГн (наприклад, реле), складає  $10 \cdot 10^{-6}$  В·с.

2. Збільшення взаємного впливу елементів через зменшення габаритних розмірів активних елементів і ліній зв'язку між ними, а також збільшення щільності їх розміщення.

3. Зростання рівня перешкод через ускладнення системи, зокрема збільшення числа зовнішніх пристроїв, які містять велику кількість електромеханічних вузлів.

4. Впровадження обчислювальної техніки в усі сфери людської діяльності.

Існує велике число різного роду перешкод, що впливають на роботу логічних, запам'ятовуючих і інших пристроїв ЕА. Перешкоди можуть бути класифіковані через наведення, по характеру прояви, по шляхам поширення (рис. 1).



### Рис. 1. Класифікація перешкод в ЕА.

Перешкоди, що виникають в ланцюгах зв'язку й сигнальних ланцюгах, можуть бути оцінені в процесі проектування. Характерні риси цього виду перешкод – відносно мала тривалість і велика інтенсивність. Істотний негативний вплив роблять також і менш інтенсивні, але більше тривалі збурювання. Так, стрибки напруги живлення на 15% тривалістю всього у пів-періода промислової частоти порушують роботу деяких вузлів ЕА, а при збурюваннях більших, ніж 20%, і тривалістю більш ніж шість періодів значна частина пристроїв ЕА працює помилково.

В останні роки ведеться інтенсивна робота над економічними й ефективними способами збереження інформації в ЕА при аварійних відключеннях електроживлення. Це особливо важливо для комп'ютеризованих (мікропроцесорних) систем управління.

Відключення енергопостачання на виробничих підприємствах відбувається досить часто. Так, відповідно до статистики, частота відключень енергопостачання в рік на одне підприємство хімічної й нафтової промисловості становить 10 - 16, а середній час простою – 4 год (максимальні простої досягають 60 ч).

В ЕА найчастіше використовуються потенційні системи елементів, у яких стани «1» і «0» кодуються відповідно високими і низькими рівнями напруги. Перешкода, що накладається на ці рівні напруги, призводить до помилкового спрацьовування схем, коли її амплітуда підсилюється в міру поширення уздовж ланцюжка елементів і зв'язків між ними. Допустима напруга перешкоди на вході елемента дорівнює амплітуді сигналу, відносно рівня  $U_{\max}^0$  або  $U_{\min}^1$  (у випадку кодування стану «1» високим потенціалом, а стану «0» – низьким потенціалом), що призводить до спрацьовування логічного елемента (появі на виході елемента сигналу відповідного рівня). Звідси можна визначити максимально припустиме значення перешкоди на вході елемента для низького й високого рівнів відповідно

$$U_{ном}^0 = U_n - U_{\max}^0 ; \quad U_{ном}^1 = U_n - U_{\min}^1 ;$$

де  $U_n$  – порогова напруга, при якій спрацьовує елемент).

**Основні причини**, що викликають переключування сигналів при проходженні їх по ланцюгах ЕА:

- а) відбиття від неузгоджених навантажень і від різних неоднорідностей у лініях зв'язку;
  - б) загасання сигналів при проходженні їх по ланцюгах послідовно з'єднаних елементів;
  - в) погіршення фронтів і затримки, що виникають при включенні навантажень із реактивними складовими;
  - г) затримки в лінії, викликані кінцевою швидкістю поширення сигналу;
  - д) перехресні перешкоди;
  - е) паразитний зв'язок між елементами через ланцюги живлення й заземлення;
  - ж) наведення від зовнішніх електромагнітних полів.
- Ступінь впливу кожного з перерахованих факторів на перекручування сигналів, залежить від характеристик ліній зв'язку, логічних елементів і сигналів, а також від конструктивного виконання всієї системи елементів і зв'язків.

## 2. Зв'язки між елементами в ЕА

Зв'язки між елементами ЕА можна виконати різними способами:

- 1) для порівняно повільних пристроїв – у вигляді друкованих або навісних провідників;
- 2) у пристроях з підвищеними швидкостями роботи – у вигляді друкованих полоскових ліній, «кручених пар» (біфілярів), або як зворотний провідник порівняно великого перетину («земляна пластина»).

При групуванні елементів по вузлам і блокам між ними виконується велика кількість електричних зв'язків, які можна розділити на електрично «короткі» і електрично «довгі».

**Електрично «короткою»** називають лінію зв'язку, час поширення сигналу в якій багато менше значення переднього фронту переданого по лінії імпульсу. Сигнал, відбитий від неузгоджених навантажень у цій лінії зв'язку, досягає джерела раніше, ніж встигне істотно змінитися вхідний імпульс. Властивості такої лінії можна описати зосередженими опорами, ємністю й індуктивністю.

**Електрично «довга»** лінія зв'язку характеризується часом поширення сигналу, багато більшим фронту імпульсу. У цій лінії

відбитий від кінця лінії сигнал приходить до її початку після закінчення фронту імпульсу й спотворює його форму. При розрахунку такі лінії варто розглядати як лінії з розподіленими параметрами.

У межах осередків і модулів зв'язки, як правило, електрично «короткі». З'єднання усередині субблоків, блоків, панелей, стійок і між стійками для швидкодіючої мікроелектронної апаратури в основному електрично «довгі». Кількість «довгих» зв'язків у ЕА з збільшенням її швидкодії зростає.

При визначенні рівня перешкод, що наводяться в лініях зв'язку, потрібно враховувати електричні параметри ліній, представлені на рис. 2. До цих параметрів відносять:

*а) для «коротких» ліній:*

- $L$  – індуктивність лінії, Гн;
- $C$  – ємність лінії, Ф;
- $R$  – опір лінії, Ом;
- $C_{\text{п}}$  – паразитна (взаємна) ємність сусідніх ліній, Ф;
- $M_{\text{в}}$  – взаємна індуктивність сусідніх ліній, Гн;
- $G_{\text{ш}}$  – провідність ізоляції між сусідніми лініями, См;

*б) для «довгих» ліній*

$L_{i0}$ ,  $C_{i0}$ ,  $R_{i0}$ ,  $C_{ij0}$ ,  $M_{ij0}$ ,  $G_{ij0}$  – ті ж параметри, розподілені на одиницю довжини;

$z_0 = \sqrt{L_0 / C_0}$  – хвильовий опір лінії, Ом.

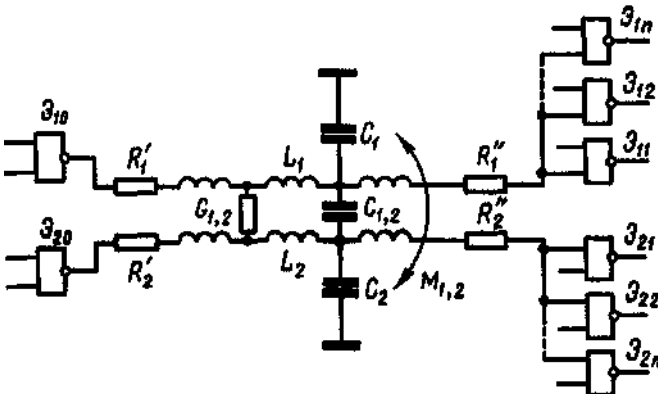


Рис. 2. Еквівалентна схема ліній зв'язку між елементами ЕА.

Крім того, при розрахунку перешкод необхідно знати довжину лінії зв'язку, вхідний і вихідний опори навантажених на лінію зв'язку елементів, а також їх вхідну й вихідну ємності. Тому що логічні схеми мають нелінійні вхідні й вихідні характеристики, то їх вхідний і вихідний опори при перемиканні схем з одного стану в інший можуть змінюватися на кілька порядків. Нижче приводиться аналіз перекручувань, що вносяться тим або іншим параметром ліній зв'язку в процесі передачі імпульсів. При цьому вважається, що омичний опір лінії зв'язку, як правило, малий, то втратами, внесеними цим параметром, можна знехтувати. При необхідності омичні втрати можна визначити, використовуючи відповідні вираження. Крім того, досвід показує, що провідність ізоляції між лініями зв'язку також дуже мала ( $10^{-10} - 10^{-6}$  См/м), що дозволяє також знехтувати втратами, внесеними параметром  $G_{ij}$  ( $G_{ij0}$ ).

### **3. Перешкоди при з'єднанні елементів ЕА «короткими» зв'язками**

При аналізі процесів передачі сигналів електрично «коротку» лінію зв'язку можна представити у вигляді еквівалентної схеми, що містить зосереджені індуктивність і ємність (омичним опором нехтуємо). Паразитний зв'язок між двома «короткими» лініями також можна представити як зв'язок через зосереджену взаємну ємність і взаємоіндуктивність. Залежно від геометричних розмірів перетинів ліній, їх довжини, діелектричних властивостей ізоляційних матеріалів, деякий параметр лінії може впливати на процеси передачі сигналу більше, чим всі інші. Виходячи із припущення переваги того або іншого параметра, розглянемо вплив кожного з них окремо на передачу сигналів.

**Індуктивний характер сигнального зв'язку.** Еквівалентна схема з'єднання двох елементів  $\mathcal{E}_1$ , і  $\mathcal{E}_2$  у цьому випадку представлена на на рис. 3, а.

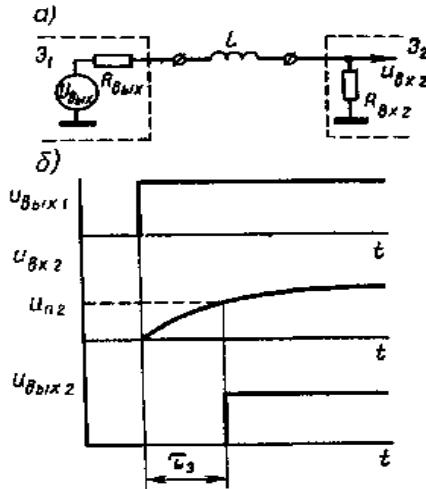


Рис. 3. Індуктивний характер «короткої» лінії зв'язку:  
 а – еквівалентна схема; б – часова діаграма.

При подачі на вхід схеми сходи напруги амплітудою  $U_{\text{вх}1}$  стан схеми може бути описано диференціальним рівнянням

$$u_{\text{вх}2} + [L(R_{\text{вх}1} + R_{\text{вх}2})] \cdot (du_{\text{вх}2} / dt) = U_{\text{вх}1}$$

При цьому напруга на вході другого елемента

$$u_{\text{вх}2} = [R_{\text{вх}2} / (R_{\text{вх}2} + R_{\text{вх}1})] \cdot (1 - e^{-t/\tau}), \text{ де } \tau = L / (R_{\text{вх}2} + R_{\text{вх}1}).$$

Тому що в мікроелектронних елементах, як правило, виконується співвідношення

$$R_{\text{вх}} \ll R_{\text{вх}}, \text{ то } u_{\text{вх}2} \approx U_{\text{вх}1} (1 - e^{-t/\tau}) \text{ і } \tau \approx L / R_{\text{вх}2} \quad (1)$$

Елемент 3,а спрацьовує, коли напруга на його вході  $u_{\text{вх}2}$  досягає порога спрацьовування  $U_{\text{п}}$ , тобто з деякою затримкою  $\tau_3$  (рис. 3, б). Затримка може бути визначена з (1). Якщо прийняти  $u_{\text{вх}} = U_{\text{п}} = U_{\text{вх}} / 2$ , то  $\tau_3 \approx 0,7 \tau = 0,7 L / R_{\text{вх}2}$ .



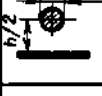


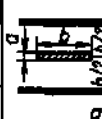

Для зменшення затримки необхідно зменшувати індуктивність лінії й збільшувати вхідний опір елементів.

Індуктивність лінії зв'язку залежить від типу використаних провідників, їхнього перетину й довжини. У табл. 1 представлені деякі конфігурації систем провідників зв'язку й формули для розрахунку їх індуктивності (на 1 м довжини).

В сучасній електронній апаратурі використовують елементи, час перемикання (затримка) яких становить частки й одиниці наносекунд. Бажано, щоб затримка, внесена лініями зв'язку, становила малу, у найгіршому разі порівнянну, частину від часу перемикання елементів.



Таблиця 1

№ з/п	Система провідників	Схема	$L_0, \text{Гн/м}$	$C_0, \text{Ф/м}$
1	Симетрична полоскова лінія		$\frac{377\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \frac{a}{b}$	$\frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{a}$
2	Двохпровідна лінія		$\frac{276\mu}{3 \cdot 10^8} \ln \frac{2d}{a}$	$\pi \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{2d}{a}}$
3	Провід над нескінченною пластиною		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \ln \frac{2h}{a}$	$2\pi \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{2h}{a}}$
4	Провід між двома нескінченними пластинами		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \ln \frac{4h}{\pi a}$	$2\pi \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{4h}{\pi a}}$
5	Несиметрична полоскова лінія		$\frac{377\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \frac{h}{b}$	$17,7\epsilon_r \left\{ \frac{2b+h}{h} \frac{1}{\pi} + \ln \left( 1 + \frac{2\pi b}{h} \right) \right\}^{-1}$
6	Плоский провідник між двома нескінченними пластинами		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \ln \frac{8h}{\pi b}$	$2\pi \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{8h}{\pi b}}$
7	Коаксіальний кабель		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \ln \frac{b}{a}$	$2\pi \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{b}{a}}$

**Приклад 1.** Визначити, якою повинна бути довжина лінії конфігурації 5 (табл. 1) за умови, що затримка сигналу, внесена її індуктивністю, не перевищує 0,5 нс.

Враховуючи, що  $U_{\text{ВНХ}} = U_{\text{П}} / 2$ ,  $R_{\text{ВХ}} = 100 \text{ Ом}$ ,  $h/b = 1$  і  $\mu = 1$ ,

$$\tau_3 \approx L_0 l / R_{\text{ВХ}} = 377 \cdot hl / (3 \cdot 10^8 b R_{\text{ВХ}}),$$

одержимо  $l = [3 \cdot 10^8 b R_{\text{ВХ}} \cdot \tau_3 / (377 \cdot h)] \approx 4 \text{ см}$ .

**Ємнісний характер сигнального зв'язку.** Еквівалентна схема для розрахунку реакції сигнального зв'язку, що має ємнісний характер, представлена на рис. 4. Відповідно до закону Кірхгофа маємо

$$u_{\text{ВХ2}} + R_{\text{ВНХ1}} (u_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВХ2}} + C du_{\text{ВХ2}} / dt) = U_{\text{ВНХ1}}$$

$$\text{або } u_{\text{ВХ2}} (R_{\text{ВХ2}} + R_{\text{ВНХ1}}) / R_{\text{ВНХ1}} + R_{\text{ВНХ2}} C (du_{\text{ВХ2}} / dt) = U_{\text{ВНХ1}}$$

$$u_{\text{ВХ2}} = U_{\text{ВХ1}} [R_{\text{ВХ2}} / (R_{\text{ВХ2}} + R_{\text{ВХ1}})] (1 - e^{-t/\tau}),$$

де  $\tau = C [R_{\text{ВХ2}} R_{\text{ВХ2}} / (R_{\text{ВХ2}} + R_{\text{ВХ1}})]$ .

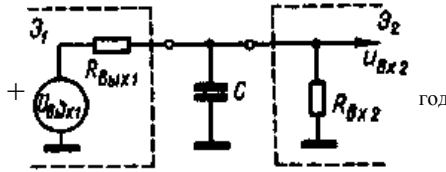


Рис. 4. Ємнісний характер «короткої» лінії зв'язку.  
(еквівалентна схема)

При  $R_{\text{ВХ1}} \ll R_{\text{ВХ}}$  маємо  $u_{\text{ВХ2}} \approx U_{\text{ВХ1}} (1 - e^{-t/\tau})$ ,  $\tau = CR_{\text{ВХ1}}$ . (2)

Вплив ємності сигнального зв'язку аналогічний впливу індуктивності сигнального зв'язку й виражається в затримці включення навантажених схем (див. рис. 3, б). Якщо у вихідному каскаді елементів використовують емітерний повторювач або інвертор у режимі включення, то  $R$  має значення порядку десятків Ом. Коли транзистор вимикається, вихідний опір стає рівним колекторному й час заряду ємності сигнального зв'язку визначається струмом, що протікає через цей опір. Приймавши  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{к}}$ ,  $R_{\text{ВХ2}} = R_{\text{к}}$ ,  $u_{\text{ВХ}} = U_{\text{п}}$  і  $t = \tau_3$ , отримаємо

$$U_{\text{п}} = U_{\text{к}}(1 - e^{-\tau_3/\tau})$$

Тому що  $U_{\text{п}} < U_{\text{к}}$ , а  $\tau > \tau_3$ , то  $U_{\text{п}} \approx U_{\text{к}} \cdot \tau_3 / \tau = U_{\text{к}} \cdot \tau_3 / (R_{\text{к}} C)$   
Тому що значення  $U_{\text{к}} / R_{\text{к}}$  дорівнює значенню струму  $I_{\text{к}}$  заряду ємності  $C$ , то

$$\tau_3 = CU_{\text{п}} / I_{\text{к}} \quad (3)$$

Формули для розрахунку ємності на одиницю довжини деяких типів ліній зв'язку представлені в табл. 1.

**Приклад 2.** Нехай зв'язок між елементами здійснюється друкованим провідником конфігурації 5 (табл. 1) при  $b/h = 2$ , ємність такого провідника визначається вираженням

$$C = 17,7 \text{ пФ/см} \{2b/h + (1/\pi) [1 + \ln(1 + 2\pi b/h)]\} 10^{-12} \text{ Ф/м} \cdot$$

Визначити припустиму довжину сигнального зв'язку між елементами, у якій затримка сигналу не перевищувала б 1 нс при  $U_{\text{п}} = 1 \text{ В}$ ,  $I_{\text{к}} = 0,02 \text{ А}$ ,  $\epsilon_r = 3$ :  $l \leq \tau_3 I_{\text{к}} / (U_{\text{п}} C) = 7,5 \text{ см}$ .

## Паразитні ємнісний і індуктивний зв'язки між сигнальними провідниками.

Зі зменшенням геометричних розмірів елементів і підвищенням щільності їх розміщення між сигнальними провідниками виникають ємнісний і індуктивний зв'язки. При перемиканні елементів по сигнальних ланцюгах протікають імпульсні струми із крутими фронтами, які внаслідок наявності паразитних зв'язків наводять на сусідніх сигнальних провідниках перешкоди. Останні за певних умов можуть викликати помилкове спрацювання елементів схем. Необхідно, щоб значення перешкод не перевищувало припустимої межі.

Розглянемо два ланцюги, виконані за друкованою технологією, що мають загальну ділянку  $l$ , на якій вони розташовуються паралельно один одному на відстані  $d$  (рис. 5, а).

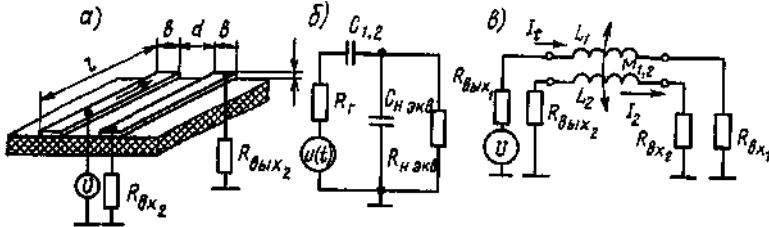


Рис. 5. Паразитні ємнісний і індуктивний зв'язки між «короткими» лініями зв'язку

На цій ділянці між ними є взаємні ємність  $C_{12}$  і індуктивність  $M_{12}$

Проведемо аналіз наведеної ємнісної та взаємоіндуктивної перешкод. Для цього припустимо, що в першому випадку ланцюг (джерело перешкод) – навантажений на джерело напруги  $U$ , а в другому випадку – на джерело струму  $I$ . Взаємні ємність і індуктивність друкованих провідників відповідно

$$C_{12} = 0,12 \cdot 10^{-12} \epsilon_r l / \lg[2d/(a + b)] \quad (4)$$

$$M_{12} = 2l(2,3 \cdot \lg[2b/(d + b)] + (d + b)/l + 1) \cdot 10^{-8} \quad (5)$$

У випадку переважного впливу ємнісного зв'язку між сигнальними ланцюгами ( $M \approx 0$ ) відповідно до еквівалентної схеми (рис. 5, б) при проходженні по лінії-індуктору сигналу амплітудою

$U$  і фронтом наростання  $\tau_\phi$  рівняння для розрахунку наведеної перешкоди має вигляд

$$U_{\text{пом}}(t) = \frac{UC_{1,2}R_{\text{н экв}}}{\tau_\phi} \left\{ \left[ 1 - e^{-(C_{1,2} + C_{\text{н экв}})R_{\text{н экв}} t} \right] \gamma(t) - \left[ 1 - e^{-\frac{t - \tau_\phi}{(C_{1,2} + C_{\text{н экв}})R_{\text{н экв}}}} \right] \gamma(t - \tau_\phi) \right\}$$

де  $R_{\text{н экв}} = R_{\text{вх2}} R_{\text{вих2}} / (R_{\text{вх2}} + R_{\text{вих2}})$ ;  $C_{\text{н экв}} = C + C_{\text{вих}} + nC_{\text{вх}}$ ;  
 $C$  – ємність лінії-приймача відносно землі, Ф;  
 $C_{\text{вих}}$  – вихідна ємність пасивного генератора лінії-приймача, Ф;  
 $C_{\text{вх}}$  – вхідна ємність елемента лінії-приймача, Ф;  
 $n$  – число елементів навантаження;  
 $\gamma(t)$ ,  $\gamma(t - \tau_\phi)$  – одиничні східчасті функції.

Максимальне значення сигналу перешкоди при  $t = \tau_\phi$  і при  $C_{12} \gg C_{\text{н экв}}$  дорівнює

$$U_{\text{пом}} = \frac{U\tau}{\tau_\phi} (1 - e^{-\frac{\tau}{t}}), \quad \tau = C_{12} \cdot R_{\text{н экв}}.$$

Оскільки  $\tau_\phi \gg \tau$  і  $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вих}}$ , одержимо

$$U_{\text{пом}} \approx U\tau/\tau_\phi = UR_{\text{вих}}C_{1,2}/\tau_\phi$$

Для виконання умови надійної роботи елемента необхідно, щоб виконувалася нерівність

$$U_{\text{зом}} < U_{\text{пом доп}} \quad \text{або} \quad C_{1,2} < \tau_\phi k_{\text{пом}} / R_{\text{вих}}, \quad (6)$$

де  $k_{\text{пом}} = U_{\text{пом доп}} / U$  – коефіцієнт завадостійкості елемента.

Підставивши в (6) вираження для розрахунку ємності зв'язку й вирішивши його щодо параметра  $l$ , знайдемо припустиму довжину загальної ділянки  $l_c$ .

Для зв'язків, представлених на рис. 5, д, припустима довжина проводів дорівнює

$$l_c < \frac{\tau_\phi k_{\text{пом}} \lg 2d/(a+b)}{0,12\pi R_{\text{вих}}} 10^{12} \quad (7)$$

Нерівність (7) визначає умови надійної роботи елементів ЕА. Для її виконання необхідно зменшувати вихідний опір, довжину зв'язків і їх перетину, збільшувати фронт імпульсів і коефіцієнт завадостійкості елементів, відстань між лініями зв'язку,

застосовувати ізоляційні матеріали з гарними діелектричними властивостями.

У випадку переважного впливу взаємного індуктивного зв'язку між сигнальними ланцюгами необхідно враховувати значення й фронт імпульсу струму, що протікає по ланцюгу – джерелу перешкод. ЕРС, наведена на іншому ланцюзі зв'язку (рис. 5, б),  $U_{\text{пом}} = M_{12}I / \tau_{\phi}$ .

Тому що  $R_{\text{вих}} \ll R_{\text{вх}}$ , то ця напруга практично повністю буде прикладена до опору  $R_{\text{вх}}$  і сприйнята як перешкода.

За аналогією з (6) умова надійної роботи елемента

$$U_{\text{пом}} < U_{\text{пом доп}} \text{ або } M_{12} < U_{\text{н}} \tau_{\phi} / I, \quad (8)$$

де  $U_{\text{н}}$  – поріг спрацьовування елемента.

Підставивши в (8) вираження для розрахунку взаємної індуктивності між провідниками й вирішивши його щодо параметра  $l$ , знайдемо припустиму довжину  $l_{\text{м}}$  загальної ділянки зв'язків.

Для випадку, представленого на мал. 5, в, така нерівність прийме вид

$$2\{2,31g[2l(d+b)] + (d+b)/l + 1\}10^{-9} < U_{\text{н}} \tau_{\phi} / I \quad (9)$$

Щоб забезпечити стабільну роботу елементів, необхідно зменшити довжину ланцюгів зв'язку, амплітуди струмів, збільшити поріг спрацьовування елементів, фронт переданих імпульсів, відстань між провідниками зв'язків.

Рівняння (9) трансцендентне, і вирішувати його треба методом ітерацій.

У загальному випадку в ланцюзі – приймачі наведення – виникають як ємнісна, так і індуктивна перешкоди. При цьому ємнісне наведення змінює потенціал всієї лінії зв'язку, а індуктивне створює різницю потенціалів між входом і виходом лінії. Прямий спосіб знаходження сумарної перешкоди складний. Досить гарне наближене рішення може бути знайдено шляхом знаходження  $l_{\text{с}}$  і  $l_{\text{м}}$  для кожної складової припустимої перешкоди. Вважаючи, що амплітуда перешкоди пропорційна довжині провідника, можна визначити припустиму довжину загальної ділянки двох сигнальних ланцюгів по формулі

$$l = l_{\text{с}} l_{\text{м}} / (l_{\text{с}} + l_{\text{м}}) \quad (10)$$

**Приклад.** Нехай маємо параметри лінії зв'язку (рис. 5,а), рівні  $b = 0,5$  мм,  $d = 0,3$  мм,  $a = 0,05$  мм. При цьому  $\tau_{\phi} = 10$  нс,  $k_{\text{пом}} = 0,5$ ,  $R_{\text{вих}} = 200$  Ом;  $\epsilon_r = 2$ ,  $I = 10$  мА,  $U = 1,0$  В

Визначити максимально припустиму довжину лінії зв'язку.

При ємнісній перешкоді припустима довжина провідника після підстановки в (7) всіх даних виявляється рівною  $l_c \ll 414$  см. По (8) знайдемо припустиму взаємну індуктивність:  $M_{1,2} = 1$  мкГн. По формулі (9) методом ітерацій знаходимо  $l_M \ll 166$  см.

Припустима довжина з'єднання з урахуванням сумарного впливу ємнісного й індуктивного наведень по (10)  $l_c = 117$  см.

#### 4. Перешкоди при з'єднанні елементів «довгими» зв'язками

**Відбиття в «довгих» лініях зв'язку.** Електрично «довгу» лінію зв'язку при розрахунках схем розглядають як однорідну лінію з розподіленою ємністю  $Z_0$  і індуктивністю  $L_0$ . Перехідні процеси в таких лініях залежать від характеру перепаду напруги  $u_{\text{вх}}$  на вході лінії й співвідношення хвильового опору лінії  $\rho_0$ , вихідного опору  $Z_r$  генератора імпульсів і вхідного опору  $Z_{\text{н}}$  навантаженого на кінець лінії елемента (мал.6, а).

З теорії «довгих» ліній відомо, що якщо лінія із хвильовим опором  $Z_0$  навантажений на опір  $r_{\text{н}}$ , то *коефіцієнт відбиття*, обумовлений як відношення зображення (по Лапласові) напруги відбитої хвилі до зображення напруги падаючої хвилі, визначається співвідношенням

$$K_u(p) = u_{\text{отр}}(p) / u_{\text{вх}}(p) = (Z_{\text{н}} - Z_0) / (Z_{\text{н}} + Z_0) \quad (11)$$

Якщо  $Z_{\text{н}} = Z_0$ , то  $K_u(p) = 0$  й такій лінії називають *погодженою* – у ній не відбувається відбиттів від опору навантаження.

Якщо  $Z_{\text{н}} \neq Z_0$ , то  $K_u(p) \neq 0$  й такій лінії називають *неузгодженою*: хвиля напруги, досягнувши кінця лінії, відбивається синфазно [у випадку  $K_u(p) > 0$ ] або в протифазі [у випадку  $K_u(p) < 0$ ]. Відбита від кінця лінії хвиля напруги, досягнувши її початку, або загасає, якщо  $Z_r = Z_0$ , або знову відбивається, якщо  $Z_r \neq Z_0$ . На мал. 6,б схематично представлений процес проходження хвилі напруги в лінії, для якої

$$Z_0 \neq Z_r \text{ и } Z_{\text{н}} \neq Z_0$$

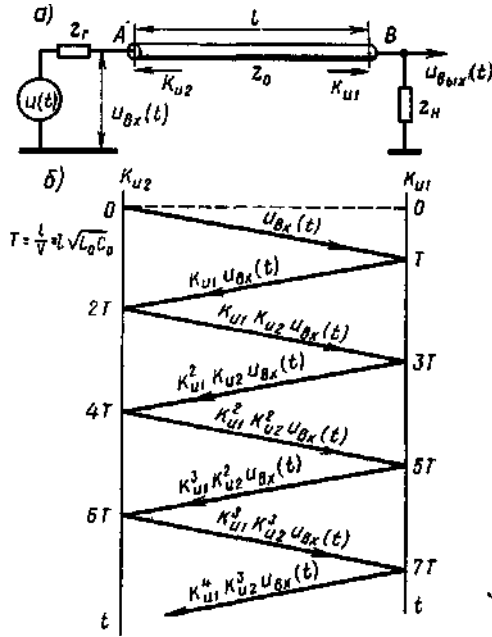


Рис. 6. Схема визначення відбиттів в «довгій» лінії зв'язку: а – електрична схема; б – схема проходження прямих і відбитих хвиль напруги

Генератор видає напруга  $u(t)$ . На вході лінії зв'язку ця напруга перетвориться в напругу  $u_{вх}(t)$  відповідно до формули  $u_{вх}(t) = [z_0 / (z_0 + z_r)] u(t)$ .

У свою чергу, ця напруга, пройшовши по лінії зв'язку зі швидкістю  $v = 1 / \sqrt{L_0 C_0}$ , через час  $T = l / v = l \sqrt{L_0 C_0}$  досягне кінця лінії й відіб'ється від нього з коефіцієнтом відбиття  $K_{У1} = (z_n - z_0) / (z_n + z_0)$ .

Відбита хвиля через час  $T$ , дійшовши до початку лінії, відіб'ється від нього з коефіцієнтом відбиття  $K_{У2} = (z_r - z_0) / (z_r + z_0)$

Процес почергового відбиття хвилі напруги від обох кінців лінії зв'язку триває доти, поки амплітуда відбитої хвилі не зменшиться до нуля.. Відбиті хвилі напруги накладаються на падаючі, і в підсумку форма вхідної напруги може істотно спотворитися.

Аналогічні міркування можна привести для хвилі струму, з огляду на, що коефіцієнт відбиття хвилі струму  $K_I(p) = (z_0 - z_n) / (z_0 + z_n)$ , тобто  $K_I(p) = -K_U(p)$ , а це означає, що хвиля струму відбивається в протифазі із хвилею напруги.

Якщо  $z_n$  активно, то  $(z_n - z_0) / (z_n + z_0)$  не залежить від  $p$  і  $K_u(p) = -K_i(p) = K_{отр}$  визначає не тільки відношення зображень, але, і оригіналів відбитої й падаючої хвиль напруги й токи. При цьому форма відбитої хвилі подібна до форми хвилі падаючої, а її величина й знак визначаються  $K_{отр}$ . Відбиття хвиль напруги й токи можуть бути не тільки від неузгоджених навантажень на кінцях ліній, але й від різних неоднорідностей у ній самої. Представлена на рис. 7 лінія на ділянці  $A$  має хвильовий опір  $z_{01}$ , а на ділянці  $B$  – хвильовий опір  $z_{02}$ . Хвиля напруги (струму), досягши границі роздягнула, при подальшому просуванні уздовж лінії змінить своє значення на  $K_u u_i, (K_i, i_i)$ , де  $K_u = -K_i = (z_{02} - z_{01}) / (z_{02} + z_{01})$

Це є наслідком відбиття від границі роздягнула двох ділянок лінії з різними значеннями хвильового опору.

Для аналізу перехідних процесів в електрично «довгій» лінії зв'язку необхідно знати її хвильовий опір  $z_0$ .

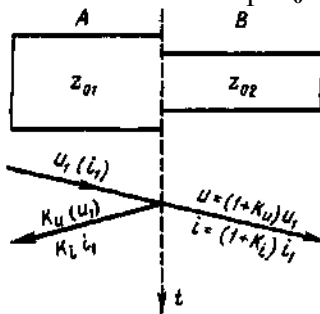


Рис. 7. Схема відбиття хвилі напруги (струму) від неоднорідності в лінії зв'язку

### Визначення хвильового опору лінії зв'язку.

При знаходженні хвильового опору лінії використовують метод, що полягає у визначенні погонної ємності  $C_0$  лінії зв'язку, пов'язаної з її хвильовим опором співвідношенням

$$z_0 = 1 / (\nu_0 C_0)$$

де  $\nu_0 = 1 / \sqrt{\mu \epsilon} = 3 \cdot 10^8 / \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$  – швидкість поширення хвилі уздовж лінії;

$\mu_r$  - магнітна проникність середовища;

$\epsilon_r$  - діелектрична проникність середовища.

Для більшості діелектриків  $\mu_r = 1$ , тому

$$z_0 = \sqrt{\epsilon_r} / (3 \cdot 10^8 C_0) \quad (12)$$



Ємність між провідниками, твірну лінію зв'язку, визначається як відношення заряду на кожному з них (заряди рівні, але протилежні за знаком) до різниці потенціалів  $\varphi$ . Позначимо  $\tau$  заряд на одиницю довжини провідника. Тоді погонна ємність

$$C_0 = \tau / \varphi \quad (13)$$

Потенціал, створований лінійним зарядом із щільністю  $\tau$  в крапці на відстані  $r$  від нього, дорівнює

$$\varphi = [\tau / (2\pi\epsilon)] \ln(1/r) + \text{const}$$

При визначенні ємності провідників, розташованих поблизу провідні площини, використовують метод дзеркальних зображень. При розрахунку потенціалу по цьому методі враховують заряди основних провідників і фіктивних, що є дзеркальним зображенням основних щодо поверхні роздільного діелектрика - провідна площина. Заряд фіктивного провідника при цьому береться зворотним стосовно основного.

Розглянемо визначення хвильового опору лінії зв'язку, утвореної тонким провідником круглого перетину радіусом  $r$ , розташованим над провідною площиною на відстані  $h$  (мал. 8).

Потенціал на поверхні провідника (з обліком основного й фіктивного провідників)  $\varphi_1 = [\tau / (2\pi\epsilon)] [\ln(1/r) + \ln 2h]$ .

Потенціал у будь-якій крапці на площині, що відповідає провідній поверхні, створюваний системою зарядів основного й фіктивного провідників, дорівнює нулю, і шукана різниця потенціалів дорівнює  $\varphi_1$ . Звідси, з огляду на (12) і (13), знаходимо

$$z_0 = [\sqrt{\epsilon_r} / (3 \cdot 10^9)] [1 / (2\pi\epsilon)] \ln(2h/r)$$

Тому що  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ ,  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ , те

$$z_0 = (60 / \sqrt{\epsilon_r}) \ln(2h/r) \quad (14)$$

Вираження (14) дійсно для  $h \gg r$  (тонке проведення). При  $(h/r) \geq 2$  воно дає 5%-ну помилку, при  $(h/r) \geq 3$  – 1,5%, а при  $(h/r) \geq 5$  – лише 0,5%. Для  $(h/r) > 1$  більше точний результат одержують із вираження

$$z_0 = (60 / \sqrt{\epsilon_r}) \text{Arch}(h/r) = (60 / \sqrt{\epsilon_r}) \ln(h + \sqrt{h^2 - r^2}) / r$$

У табл. 2 наведені формули для розрахунку хвильового опору ліній зв'язку різної конфігурації.

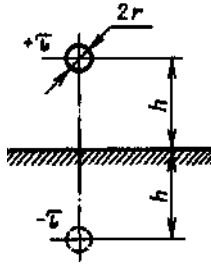



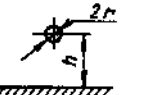
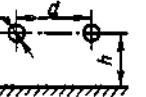
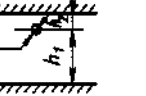
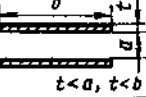
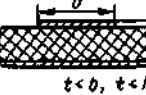
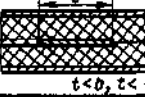
Рис. 8. Визначення хвильового опору лінії зв'язку

### Відбиття в «довгій» лінії зв'язку при різних навантаженнях.

До лінії зв'язку можуть бути підключені один або кілька навантажувальних елементів, реакцію кожного з яких на подаване в лінію напругу визначають характером і значенням його вхідного опору. У загальному виді вхідний опір навантаження можна представити у вигляді еквівалентної схеми, зображеної на мал. 9. Ця **RC**-ланцюг адекватний більшості навантажувальних схем, використовуваних у цифрових системах, і дозволяє одержувати чисто резистивну ( $R_2 = \infty$ ) й чисто ємнісну ( $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$  и  $R_3 = \infty$ ) навантаження на лінію.

Розглянемо лінію зв'язку, представлену на мал. 6, *a*. Нехай лінія довжиною  $l$  підключена до генератора напруги  $u(t)$ , що має вихідний опір  $z_g$ . Допустимо, що хвильовий опір лінії  $z_0 = z_g$ . Час проходження сигналу уздовж лінії буде  $T$ , на вхід лінії подається напруга довільної форми. Проведемо дослідження впливу характеру навантаження, представленого на мал. 9, на процес передачі вхідного сигналу.

Таблиця 2

№	Сечення	$Z_i$
1		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} L_n \frac{r_2}{r_1}$
2		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} L_n \frac{h + \sqrt{h^2 - r^2}}{r}$
3		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} L_n \frac{2h\sqrt{1 + 4h^2/a^2}}{r}$
4		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} L_n \left[ \frac{2(h_1 + h_2)}{\pi r} \sin \frac{\pi h}{h_1 + h_2} \right]$
5		$\frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{a}{b}$
6		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} L_n \frac{1,75 h}{b}$
7		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} L_n \frac{2,55 h}{b}$

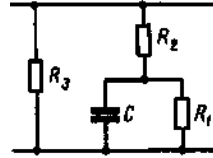


Рис. 9. Схема еквівалента навантаження на лінію зв'язку

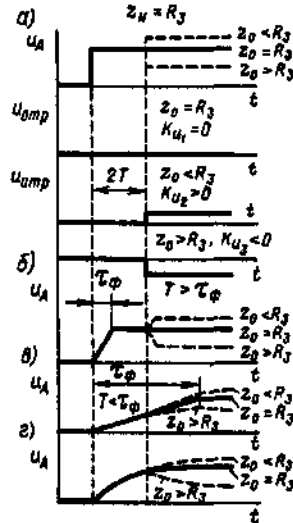


Рис. 10. Часова діаграма реакції лінії зв'язку на вхідний сигнал при резистивному навантаженню.

Для аналізу використовуємо операторний метод, що знайшов широке поширення при дослідженні електричних кіл.

1. Навантаження чисто резистивна ( $R_2 = \infty$ ,  $z_n = R_3$ ). У цьому випадку можливі три варіанти:  $z_0 = R_3$ ,  $z_0 < R_3$  і  $z_0 > R_3$

Відповідно до (11) коефіцієнти відбиття по напрузі для кожного з трьох варіантів рівні:  $K_{u1} = 0$ ,  $K_{u2} > 0$ ,  $K_{u3} < 0$ .

Якщо на вхід лінії подається сходинка напруги амплітудою  $U$  (мал. 10, а), то при  $z_0 = R_3$  відбиття від кінця лінії не відбудеться й форма сигналу на вході лінії (у крапці А на мал. 6, а) не зміниться. При  $z_0 \neq R_3$  відбита хвиля через час  $2T$  досягне крапки А і форма сигналу спотвориться (мал. 10, а).

При подачі на вхід лінії напруги з лінійно, що змінюється фронтом, відбувається перекичування вхідного сигналу так, як

представлено на мал. 10, б (при  $2T > \tau_\phi$ ) і на мал. 10, в (при  $2T < \tau_\phi$ ).

У випадку подачі на вхід лінії напруги з експоненціально наростаючим фронтом форма його спотворюється так, як показано на мал. 10, м.

2. Навантаження чисто ємнісна ( $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$ ,  $R_3 = \infty$ ). У цьому випадку  $z_n = 1 / (Cp)$  й  $K(p) = [1 / (Cp) - z_0] / [1 / (Cp) + z_0] = [1 / (z_0 C) - p] / (z_0 C + p)$ , де  $p$  – оператор Лапласа;  $3$  – ємність навантаження.

Уведемо позначення  $1 / (z_0 C) = \alpha$ , тоді  $Kp = (\alpha - p) / (\alpha + p)$ .

Якщо падаюча хвиля являє собою одиничну сходинку з нескінченно коротким фронтом (мал. 11, а), то

$$u_{\text{пад}}(p) = 1/p; \quad u_{\text{отр}}(p) = (\alpha - p) / [p(\alpha + p)]$$

Переходячи до оригіналів, знаходимо

$$u_{\text{отр}}(t) = 1 - 2e^{-\alpha t}$$

Нехай вхідний сигнал – одинична сходинка напруги з лінійним фронтом наростання тривалістю  $\tau$  (мал. 11, б). Тоді

$$u_{\text{пад}}(p) = (1 - e^{-p\tau}) / (p^2 \tau)$$

$$u_{\text{отр}}(p) = (\alpha - p) / [p^2 \tau (\alpha + p)] - [(1 - e^{-p\tau}) / (p^2 \tau (\alpha + p))]$$

$$u_{\text{отр}}(t) = \begin{cases} [2(e^{-\alpha t} - 1) + \alpha t] / (\alpha t) & \text{при } t \leq \tau, \\ [2(e^{-\alpha t} - 1) + \alpha t - 2[e^{-\alpha(t-\tau)} - 1] + \alpha(t-\tau)] / (\alpha t) & \text{при } t > \tau \end{cases}$$

Для експонентної падаючої хвилі з постійної часу (мал. 11, в)

$$u_{\text{пад}}(t) = 1 - e^{-\beta t}, \quad u_{\text{пад}}(p) = 1/p - 1 / (p + \beta), \quad \beta = 1/\tau,$$

$$u_{\text{отр}}(p) = [(\alpha - p)\beta] / [p(p + \alpha)(p + \beta)].$$

Переходячи до оригіналів, знаходимо

$$u_{\text{отр}}(t) = \begin{cases} 1 - [2\beta e^{-\alpha t} - (\alpha + \beta)e^{-\beta t}] / (\beta - \alpha) & \text{при } \beta \neq \alpha; \\ 1 - (1 + 2\alpha t)e^{-\alpha t} & \text{при } \beta = \alpha. \end{cases}$$

При  $\beta > \alpha$ , коли  $z_0 C > \tau$ , відбитий сигнал має негативний викид. При  $\beta \leq \alpha$  ( $z_0 C \leq \tau$ ) негативний викид відсутній.

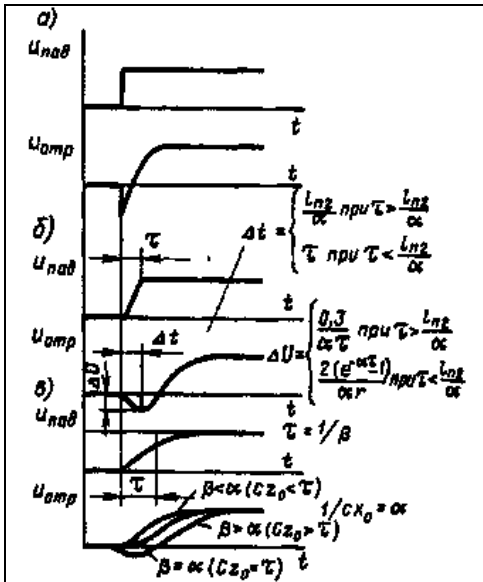


Рис. 11. Тимчасова діаграма реакції лінії зв'язку на вхідний сигнал при ємнісному навантаженні

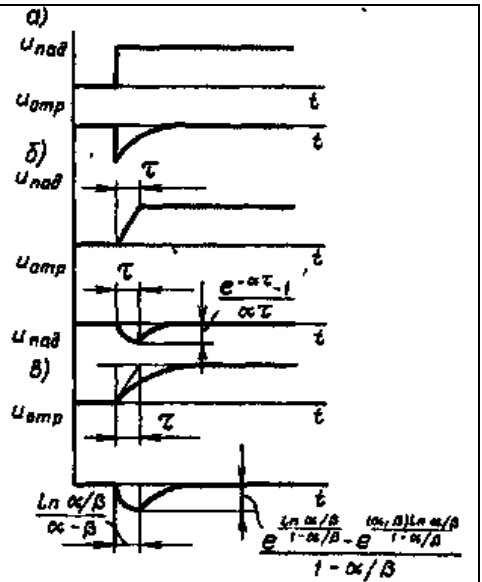


Рис. 12. Тимчасові діаграми реакції лінії зв'язку на вхідний сигнал при резистивно-ємнісному навантаженню

3. Навантаження резистивно-ємнісна ( $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$ ,  $C \neq 0$ ,  $R_1 = z_0$ ). У цьому випадку  $z_{н} = z_0 / (1 + z_0 C p)$ ;  $K(p) = -p / (p + \alpha)$ , де  $\alpha = 2 / (z_0 C)$ .

Для сходінки напруги на вході лінії (мал. 12, а)

$$u_{\text{над}}(p) = 1/p; \quad u_{\text{отр}}(p) = -1/(p + \alpha); \quad u_{\text{отр}}(t) = -e^{-\alpha t}$$

При падаючій хвилі у вигляді сходи із фронтом  $\tau$  (мал. 12, б)

$$u_{\text{над}}(p) = (1 - e^{-p\tau}) / (p^2 \tau); \quad u_{\text{отр}}(p) = -(1 - e^{-p\tau}) / [\tau p(p + \alpha)].$$

Переходячи до оригіналів, знайдемо

$$u_{\text{отр}}(t) = \begin{cases} (e^{-\alpha t} - 1) / \alpha t & \text{при } t \leq \tau; \\ (e^{-\alpha t} - e^{-\alpha(t-\tau)}) / (\alpha \tau) & \text{при } t > \tau \end{cases}$$

При подачі на вхід лінії експоненціально зростаючої напруги (рис. 12, в)

$$u_{\text{над}}(p) = 1/p - 1/(p + \beta) = \beta / [p(p + \beta)]; \quad u_{\text{отр}}(p) = \beta / [(p + \alpha)(p + \beta)]$$

Переходячи до оригіналів, знайдемо

$$u_{\text{отр}}(t) = \begin{cases} [\beta / (\beta - \alpha)](e^{-\beta t} - e^{-\alpha t}) & \text{при } \beta \neq \alpha, \\ \alpha + e^{-\alpha t} & \text{при } \beta = \alpha \end{cases}$$

4. Неузгодженість хвильового опору із вхідним і навантажувальним опорами. Нехай  $z_n = R_n = R_2$ ,  $R_2 = \infty$  і  $z_r = R_r$ . У тому випадку, коли лінія погоджена на вході або на виході, тобто коли один з опорів  $R_2$  або  $R_r$  дорівнює  $z_0$ , перекручування мінімальні й виражаються лише в затримці сигналу на величину  $\tau_a = T_-$  (рис. 13, а). На рис. 13, б представлений випадок, коли опору  $R_n$  й  $R_r$  або багато більше  $z_0$ , або багато менше  $z_0$ . При більших  $R_n$  і  $R_r$  на характер перехідного процесу істотний вплив робить ємність лінії, на заряд якої затрачається багато часу. При малих  $R_n$  і  $R_r$  перехідний процес в основному визначається сумарною індуктивністю в лінії, що перешкоджає швидкому наростанню струму. Якщо допустити, що  $U_n$  – поріг спрацьовування елемента, навантаженого на дану лінію, то його включення варто очікувати через  $\tau_i \gg T$ .

У тому випадку, коли  $R_n > z_0$ , а  $R_r < z_0$  (або  $R_n < z_0$ , а  $R_r > z_0$ ), виникає коливальний перехідний процес (мал. 13, в). Затримка, обумовлена часом заспокоєння коливального процесу, тут також велика. Однак переколювання в цьому випадку можуть досягти такого значення, що викличуть помилкове спрацьовування елементів, навантажених на лінію (рис. 13, в).

**Приклад.** Нехай на вхід лінії зв'язку з  $z_0 = 93$  Ом підключений генератор східчастої напруги одиничної амплітуди, що має  $R_r = 25$  Ом. Вихід лінії вільний:  $R_n = R_2 = \infty$  (рис 14, а)

Визначити характер зміни напруги на вході й виході довгої лінії зв'язку.

На рис. 14, б представлена схема для розрахунку амплітуд і фаз відбитих від обох кінців ліній хвиль напруг, а на рис. 14, в – форма напруги на початку (крапка А) і наприкінці (крапка В) лінії. Аналіз форми напруги показує, що в цьому випадку амплітуда переколювань досягає 34 % (убік зменшення) і 58% (убік збільшення). Коливальний процес установлюється (за умови, що  $U_n = 0,8$ ) через час, рівне  $9T$ .

У загальному випадку час затримки, внесене лінією зв'язку, можна оцінити в такий спосіб. Нехай  $R_r = 0$ , тоді  $k_r = -1$ , а  $k_n = (R_n - z_0) / (R_n + z_0) = k$ . Після  $n$  проходів уздовж лінії й відповідно  $n/2$  відбиттів від  $R_n$  амплітуда відбитої хвилі

$$u_{отр\ n} = u_{вх} k^{n/2}$$

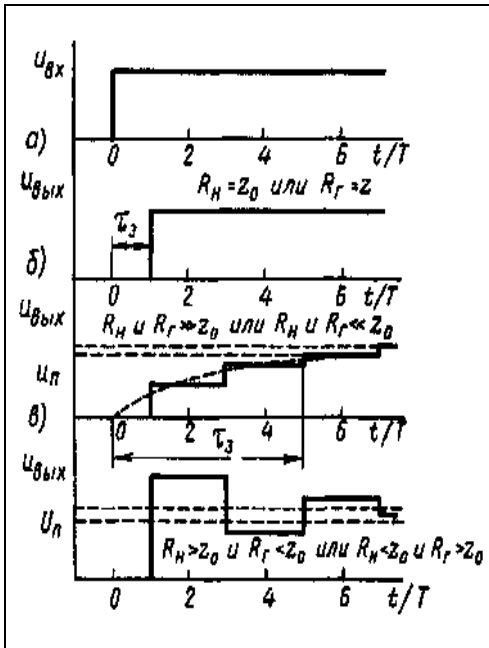


Рис. 13. Тимчасові діаграми у випадку неузгодженості хвильового опору лінії зв'язку із входним і навантажувальним опором

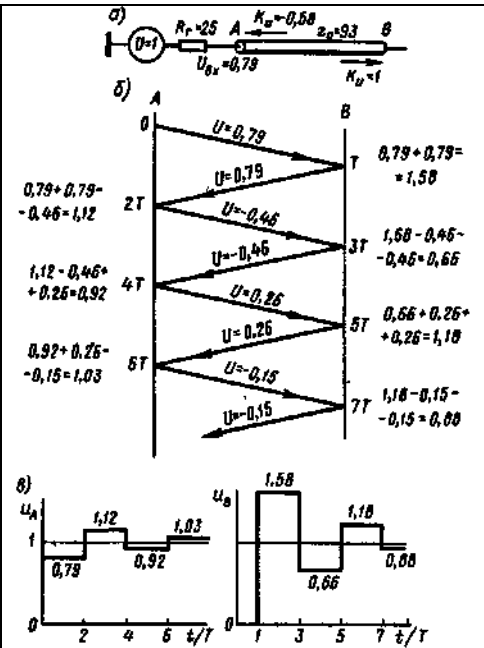


Рис. 14. Приклад визначення падаючих і відбитих хвиль напруги в неузгодженій лінії зв'язку

Уважаємо перехідний процес закінченим, коли величина  $u_{отр}$  буде менше заданого значення, обумовленого як  $\alpha u_{вх}$ , де  $\alpha < 1$ . При цьому  $u_{отр} \leq u_{вх} k^{n/2}$ . Звідси

$$n = 2 \lg \alpha / \lg k = 2 \lg \alpha / \lg [(R_n - z_0) / (R_n + z_0)]$$

Отже, час перехідного процесу

$$\tau_{зд} = T(1 + n) = T \{ 1 + 2 \lg \alpha / \lg [(R_n - z_0) / (R_n + z_0)] \}$$

Нехай  $\alpha = 0,5$  і  $R_n / z_0 = 2 \div 4$ . Тоді з (15)  $n = 2 - 10$ , тобто при порівняно невеликих неузгодженостях час перехідних процесів різко зростає.

Для зменшення впливу викиду на параметри навантажених ІС як навантаження використовують діоди Шоттки як динамічні нелінійні опори. У міру виникнення паразитного викиду один з діодів починає відкриватися доти, поки його опір не стане приблизно рівним хвильовому опору лінії (інший діод зміщений у

зворотному напрямку й призначений для гасіння зворотного викиду). У результаті енергія викиду поглинається, що веде до підвищення стійкості роботи ІС. Особливо ефективне використання діодів Шоттки для довгих (до 1 м) ліній зв'язків, звичайно виконуваних бифілярно. Заміна оцифіляра одиночним проведенням з діодом Шоттки на кінці дозволяє зменшити необхідну кількість контактів рознімання, осередку, субблока, блоку й т.д.

Максимально припустима довжина неузгодженої лінії зв'язку може бути оцінена по формулі

$$l_{max} = (\tau_{\phi} / k_c) v = (\tau_{\phi} / k_c) (C_0 / \sqrt{\mu_r \epsilon_r})$$

де  $\tau_{\phi}$  - тривалість фронту сигналу, з;

$v$  - швидкість поширення сигналу, м/с;

$k_c$  - емпірична постійна, числове значення якої залежить від конструкції схеми й лінії зв'язку;

$C_0 = 3 \cdot 10^8$  м/з - швидкість світла у вакуумі;

$\epsilon_r$  - діелектрична постійна середовища;

$\mu_r$  - магнітна проникність середовища.

Для найбільше що часто зустрічаються випадків  $v = 2 \cdot 10^8$  м/с,  $k_c = 4$ . Значення  $l_{max}$  для різних значень фронтів сигналів:

$\tau_{\phi}, \text{нс}$	...	30	5	1
$l_{max}, \text{м}$	...	1,5	0,25	0,05

Час поширення сигналу уздовж ліній зв'язку для друкованих ліній не завжди мінімально в порівнянні зі звичайним монтажем. Для орієнтовних розрахунків варто прийняти питомий час поширення електричних сигналів у вільному просторі (вакуумі) 3,3 нс/м, по проводам із фторопластовим покриттям - 4,3 нс/м, по друкованих провідниках на стеклотекстоліте - 5,9 нс/м, по друкованих провідниках на стеклотекстоліте з поліуретановим покриттям - 7,5 нс/м.

### 5. Паразитні наведення в «довгих» лініях зв'язку.

Якщо лінії зв'язку між елементами не екрановані, то електромагнітні поля, що виникають при проходженні по них імпульсних високочастотних сигналів, не локалізовані й у тім або іншому ступені взаємодіють між собою. При цьому на лініях-приймачах виникають паразитні сигнали, форма й амплітуда яких залежать від характеристик лінії-приймача й лінії-індуктора, величини їхнього зв'язку між собою, параметрів переданих сигналів



і ступеня неузгодженості самих ліній. Амплітуда й тривалість наведеної на лінії-приймачі перешкоди може виявитися такий, що викличе помилкове спрацьовування навантажених на неї елементів.

Нехай лінія-індуктор (з параметрами  $L_{01}, C_{01}, z_{02}, z_r$  на початку лінії,  $z_{n1}$  – наприкінці лінії) на ділянці довжиною  $l$  розташовується на деякій відстані  $d$  від лінії-приймача наводиться помехи, що (з параметрами  $L_{02}, C_{02}, z'_{02}, z''_{n2}$  на початку лінії,  $z''_{n2}$  – наприкінці лінії). Зв'язок між лініями визначається взаємною погонною ємністю  $C_{12}$  й погонної взаєміндуктивністю  $M$ .

У випадку довільних значень електричних параметрів ліній і значень навантажувальних опорів розрахунок напруги, що наводиться в лінії-приймачі, зажадає рішення складних диференціальних рівнянь із урахуванням великого числа граничних умов. Завдання значно спрощується, якщо допустити ідентичність електричних параметрів ліній ( $L_{01} = L_{02} = L_0$ ;  $C_{01} = C_{02} = C_0$  ч.  $z_{01} = z_{02} = z_0$ )

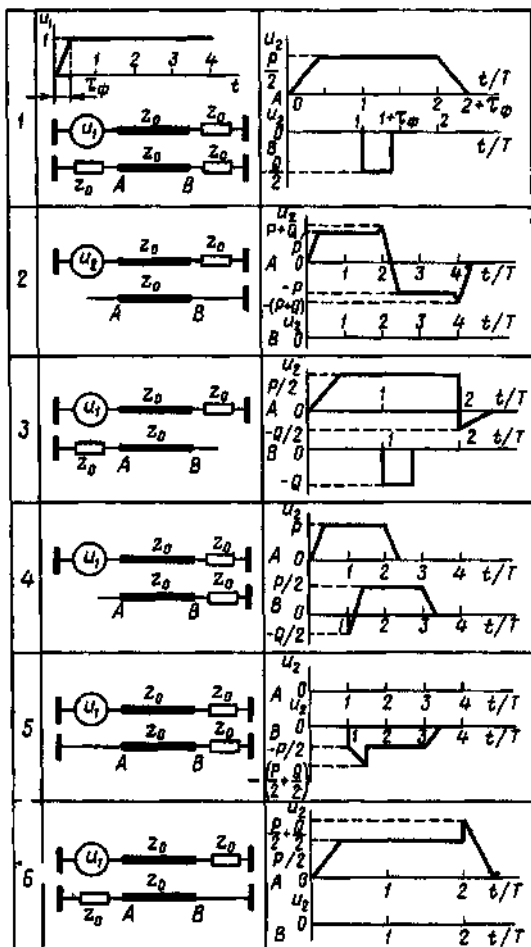
Тоді зв'язок між лініями можна характеризувати коефіцієнтами  $K_1 =$

$$-C_{1,2}/C_0; \quad K_2 = (M/L_0) \times \\ \times (C_0/C_{1,2}) = (M/L) (1/K_1).$$

При повнім узгодженні ліній ( $z_r = z_{n1} = -z'_{n2} - z''_{n2} = z_0$ ) і малій зворотній взаємодії між лініями вираження для розрахунку наведеної напруги в лінії-приймачі має вигляд

$$u_2(t) = K_1 \frac{K_2 + 1}{4} \left[ u_1 \left( t - \frac{x}{v} \right) - u_1 \left( t - \frac{2l - x}{v} \right) \right] - K_1 \frac{K_2 - 1}{2} \times \frac{x}{v} u_1 \left( t - \frac{x}{v} \right) \quad (19)$$

Таблиця 6.3



де  $u_1(t)$  – сигнал на вході лінії-індуктора;  $x$  – координата крапки спостереження відносно початку ліній;  $v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ .

Відповідно до (19) наведена напруга складається із трьох, хвиль. Перші дві хвилі мають однакову амплітуду й поширюються в протилежні сторони зі швидкістю  $v$ . Третій хвилі відповідає останній доданок в (19). Вона поширюється в прямому напрямку, причому її амплітуда пропорційна відстані від початку ліній і похідній за часом від керуючої напруги.

У табл. 3 наведені результати розрахунку по (19) напруги, що наводиться, на початку (крапка  $A$ ) і наприкінці (крапка  $B$ ) лінії-приймача для різних сполучень навантажень за умови порушення

лінії-індуктора напругою одиничної амплітуди з лінійно наростаючим фронтом тривалістю  $\tau_{\phi}$ . Як параметри при визначенні амплітуди й тривалості напруги, що наводиться, використовують:

$$P = K_1(K_2 + 1)/2; \quad Q = [K_1(K_2 - 1)/v](1/\tau_{\phi}); \quad T = l\sqrt{L_0 C_0}.$$

Аналізуючи форму й амплітуду імпульсів, що наводяться, відзначимо, що тільки при повнім узгодженні обох ліній (випадок 1) *імпульс*  $u_2$  має мінімальні амплітуду й тривалість.

Неузгодженість лінії-приймача на одному з її кінців приводить до збільшення амплітуди й тривалості наводиться помехи, що.

Для смугових (полоскових) ліній, що часто зустрічаються в техніці ЕА як ланцюги зв'язку (рис. 18, *a*), параметри  $P$  і  $Q$  можна визначити, користуючись графіками відповідно на рис. 18, *б, в* (для  $\varepsilon_r = 5$ ).

У тому випадку, коли для зв'язаних ліній зберігається співвідношення  $C_{12} / C_0 = M / L_0$ , параметр  $Q$  звертається в нуль. Форма наведених імпульсів при цьому змінюється, амплітуда наведень зменшується.

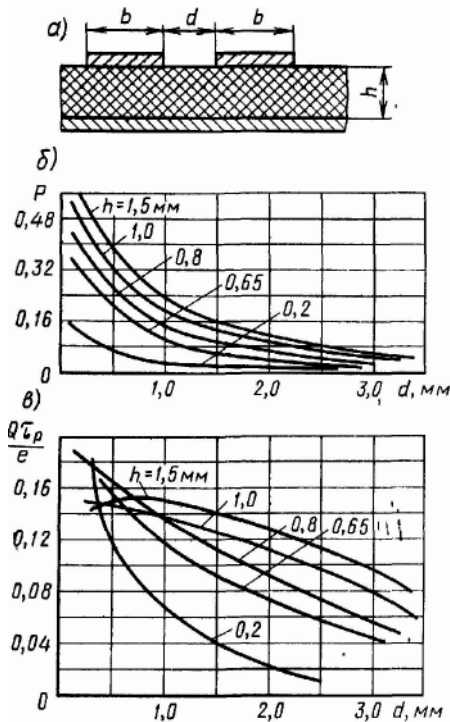


Рис. 18. Схема визначення коефіцієнтів  $P$  і  $Q$  при розрахунку наведень у смугових (полоскових) лініях зв'язку.

**Приклад.** Визначити параметри наведеної напруги в лініях зв'язку, представлених на мал. 18, а. При  $h = 0,65$  мм,  $d = 0,3$  мм,  $l = 40$  див,  $\epsilon_r = 5$ : тоді  $z_0 = 85$  Ом,  $T = 2,4$  нс.

По графіках на мал. 18, б, у визначаємо  $P = 0,3$ ,  $Q = 0,34$  (при  $\tau_\phi = 1,0$  нс). Якщо в лінії-індукторі наводиться імпульс напруги амплітудою  $5$  У, то в лінії-приймачі (у випадку повного узгодження) наводяться імпульси: на початку лінії - амплітудою  $0,75$  У і тривалістю  $5,8$  нс; наприкінці лінії - амплітудою  $0,54$  У і тривалістю  $1$  нс.

## 6. Методи розведення «довгих» ліній зв'язку.

У швидкодіючих системах, у яких затримка визначається тільки затримками в ланцюгах зв'язків, основну проблему може скласти спосіб розведення ліній між окремими ІС. У цей час існує три способи розведення: радіальний, із проміжними відводами, комбінований.

При **радіальному способі розведення**, коли кожному ІС-Навантаженню підключають до ІС-Джерела сигналу індивідуальним

зв'язком, всі входи повинні бути погоджені із хвильовим опором лінії зв'язку. Крім того, ІС-Джерело сигналу повинна мати вихідний опір, рівне  $z_0/n$ , де  $n$  – число навантажених на неї ІС (або навантажувальна здатність ІС). При великому  $n$  буде потрібно ІС-Джерело сигналу з недосяжно малим вихідним опором. Інший недолік радіального способу – необхідність наявності окремої лінії зв'язку для кожного навантаження. Тому радіальний метод рекомендують тільки для  $n = 1$ .

При *способі розведення із проміжними відводами*, коли ІС-Навантаження підключають до зв'язку-магістралі й далі до ІС-Джерела сигналу через короткі провідники, навантажувальні ІС повинні мати високі вхідні опори, інакше вони будуть перевантажувати лінії зв'язку.

**Комбінований спосіб** забезпечує узгодження в будь-якій крапці лінії зв'язку шляхом розведення сигналів на навантаження, розміщені по різних напрямках. При цьому число провідників менше, ніж при радіальному способі, а вихідний опір джерела сигналів допускається порівняно високим. Якщо на лінії зв'язку перебувають усього два навантаження, то ІС -Джерело сигналу можна позначити в будь-якій крапці уздовж її.