

**Міністерство освіти і науки України**  
**Дніпродзержинський державний технічний університет**

**Розширений конспект лекцій**  
**з дисципліни**  
**«Конструювання та технологія радіоелектронної**  
**апаратури (РЕА)»**  
**для студентів спеціальності**  
**6.090703 «Апаратура радіозв'язку, радіомовлення**  
**та телебачення»**  
**денної та заочної форм навчання**

**Затверджено**  
**редакційно-видавничою секцією**  
**науково-методичної ради ДДТУ**  
**\_\_\_\_\_ 2013р., протокол № \_\_\_\_\_**

Розповсюдження і тиражування без офіційного дозволу ДДТУ заборонено.

Розширений конспект лекцій з дисципліни «Конструювання та технологія радіоелектронної апаратури (РЕА)» для студентів денної та заочної форм навчання спеціальності 6.090701 «Апаратура радіозв'язку, радіомовлення та телебачення» / Укл.: д.т.н., проф. Ігнаткін В. У., ас. Кулік М. В. ,  
Дніпродзержинськ, ДДТУ, 2012, 148 с.

Укладачі: д.т.н., проф. Ігнаткін В. У.,  
ас. Кулік М. В.

Відповідальний за випуск: д.т.н., проф. С'янов О. Н.  
Рецензент: к. фіз-мат. наук., доцент к-ри АРРТ Рязанцев О. В.

Затверджено на засіданні кафедри АРРТ,  
протокол № \_\_\_\_\_ від \_\_\_\_\_

Коротка анотація видання. У розширеному конспекті лекцій наведено матеріал, що викладається на лекціях, а також матеріал для самостійної роботи, надані приклади і довідкові дані. Зокрема відображені питання проектування пристроїв РЕА з врахуванням принципів комплексної мікромініатюризації. Висвітлені питання наближених оцінок прогнотуємих характеристик виробів мікроелектроніки.

Призначений для студентів усіх форм навчання спеціальності «Апаратура радіозв'язку, радіомовлення та телебачення» .

## Зміст

Передмова .....	4
1. Задачі і етапи оптимального проектування мікроелектронної апаратури (МЕА).....	7
2. Класифікація математичних моделей елементів інтегральних мікросхем (ІМС) .....	23
3. Методи оптимізації технічних проектів та їх алгоритми.....	31
4. Основні методи аналізу електричних принципових схем. ....	53
5. Чутливість і шумові параметри РЕЗ .....	66
6. Аналіз кіл методом $n$ -поліосників .....	72
7. Перехідні спотворення в електричних ланцюгах.....	88
9. Питання конкретного проектування МЕА . ....	102
10. Попередній підсилювач на мікросхемах .....	120
Література. ....	145

## Передмова

Проектування апаратури на принципах комплексної мініатюризації можливо тільки на основі сучасного системного підходу та використання досягнень у різних галузях науки і техніки, в тому числі фізики напівпровідників і тонких плівок, кріогенної та лазерної техніки, точного хімічного аналізу, теорії кінцевих автоматів, теорії фільтрації, принципу структурної оптимізації, автоматизації проектування і моделювання електронних схем і ряду інших дисциплін. Темпи розвитку сучасної мікроелектроніки надзвичайно високі, причому поява принципово нових приладів, таких як мікропроцесори, прилади із зарядним зв'язком, акустооптичні, оптоволоконні прилади, прилади на поверхневих акустичних хвилях, викликає не еволюційне поліпшення характеристик радіоелектронної апаратури (РЕА), а революційні, якісні зміни в підходах до проектування ряду радіотехнічних пристроїв.

На сучасному етапі розвитку мікроелектроніки комплексна мініатюризація є новим напрямком проектування радіоелектронної апаратури (РЕА), що базується на відмінних від традиційних методах проектування. Впровадження цих методів у практику проектування складної РЕА має наступні особливості: максимальне зближення розробки пристроїв і систем з розробкою мікроелектронних вузлів і компонентів; використання засобів і методів автоматизованого проектування і моделювання вузлів, блоків і комплексів в цілому; використання методів і засобів цифрової обробки інформації, що є невід'ємною частиною сучасних радіоелектронних систем; використання характеристик виробів електронної техніки та прогнозних оцінок поліпшення характеристик, так як проектування складних радіоелектронних систем без урахування прогнозу і тенденцій розвитку електронної техніки призводить до суттєвого морального старіння апаратури ще в ході її проектування і випробувань. У сучасній практиці проектування нерідкими є ситуації, коли

проектувальник виробів електронної техніки розробляє системи, а проектувальники складних радіоелектронних систем розробляють інтегральні мікросхеми та інші вироби електронної техніки.

Комплексна мікромініатюризація означає системний підхід до застосування засобів і методів мікроелектроніки, при якому всі вузли, блоки і пристрої виконують на базі інтегральних мікросхем (ІМС) різного рівня інтеграції та інших виробів мікроелектроніки. При цьому мікроелектроніка, системотехніка, технологія інтегральних схем, методи машинного проектування зливаються в єдиний комплекс проектування.

Комплексна мікромініатюризація РЕА включає наступні етапи [27]: комплексний аналіз, оптимізація і синтез апаратури і систем на базі інтегральних схем та інтегральної технології;

проектування мікроелектронного комплексу за ступенем наближення до функціонально повної апаратури на основі комплексного аналізу та прогнозування рівня елементної бази;

комплексна інтеграція, включає поєднання інтеграції елементів, схемних функцій, технологічних процесів, фізичних ефектів, різних матеріалів в одній одиниці;

конструювання мікроелектронних осередків та блоків, які забезпечують- гаючіе функціональну і структурну надмірність і дозволяють реалізувати багатфункціональні системи з паралельною обробкою інформації типу АФАР і багатоканального процесора;

використання єдиного конструктивно-технологічного підходу до створення мікроелектронних блоків апаратури різного призначення і різних діапазонів частот (від НЧ до НВЧ) та уніфікація бортової і наземної апаратури;

розробка заходів, що дозволяють перейти до використання в якості базового елементу складної РЕА стандартизованих гібридних мікрозборок, осередків, блоків; пристроїв замість напівпровідникових приладів і пасивних схем;

з'єднання функцій різних складних мікроелектронних пристроїв в одному багатофункціональному пристрої, наприклад, функцій приймальної і передавальної АФАР в одній приймопередавальній АФАР з широким діапазоном електронного сканування діаграми спрямованості.

Розробка РЕА повинна проводитися з максимальним використанням методів і технічних засобів цифрової обробки і формування сигналів, так як прогрес в області цифрової мікроелектроніки набагато випереджає інші напрямки, а також з використанням єдиної системи автоматизованого проектування, без якої практично нездійсненний комплексний аналіз і оптимізація апаратури.

По мірі підвищення рівня інтеграції в мікроелектроніці проектування ІМС стає все більш залежним від системного проектування РЕА. Підвищення складності інтегральних схем призводить до різкого збільшення трудовитрат на проектування, технологічну підготовку та серійне виробництво виробів електронної техніки.

У зв'язку з цим при проектуванні РЕА на принципах комплексної мікромініатюризації необхідно враховувати прогнозні оцінки розвитку мікроелектроніки. Питання прогнозування мікроелектроніки досить складний, рішення його повинно базуватися на комплексному вивченні фізичних явищ, особливостей і можливостей технології, умов застосування, економіки і ряду інших факторів. Для вирішення конкретних інженерних задач комплексної мініатюризації РЕА можна використовувати наближені оцінки прогнозованих характеристик виробів мікроелектроніки.

## 1. ЗАДАЧІ І ЕТАПИ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТУВАННЯ МІКРОЕЛЕКТРОННОЇ АППАРАТУРИ (МЕА)

**Задачі оптимального проектування.** Відповідно до принципів системного підходу процес проектування МЕА охоплює широке коло техніко-економічних задач, з яких виділяють дві основні задачі:

1) формалізація процесу функціонування складної системи, побудова її математичної моделі, визначення оптимальної функціональної схеми для досягнення необхідної ефективності процесу функціонування системи в цілому, побудова алгоритмів функціонування окремих елементів і визначення технічних обмежень на їх вихідні параметри;

2) технічна реалізація елементів або складної системи визначенням їх оптимальних характеристик і параметрів, побудова принципових і конструктивних схем.

Першу задачу називають задачею зовнішнього (структурного) проектування складної системи, так як результатом рішення є сукупність зовнішніх вимог до системи. Другу задачу називають задачею внутрішнього проектування, так як воно охоплює коло питань, обумовлених внутрішніми взаємозв'язками в системі.

Задачі *зовнішнього проектування* складної системи описують  $m$  незалежними з  $y_i (i = 1, \bar{m})$  і  $k$  залежними  $z_i = f(y) (i = 1, \bar{k})$  змінними. Сукупності  $y_i$  і  $z_i$  визначають структуру системи, її зовнішні параметри і характеристики її елементів.

Кожному конкретному значенню  $y_i, z_i$  відповідає певна структура з її певними характеристиками, тобто задається певний стан системи. Кожне з можливих станів характеризують за допомогою параметра  $r_\mu (\mu = 1, \bar{s})$ , який є сукупністю конкретних значень змінних  $y$  і  $z$ :

$$r_\mu = \{z_1^\mu, z_2^\mu, \dots, z_k^\mu; y = y_1^\mu, y_2^\mu, \dots, y_m^\mu\}. \quad (1.1)$$

Множину  $R$  фізично можливих значень параметра  $r_\mu$  називають безліччю множиною станів. Частина цієї множини  $R^+ \in R$  визначає область допустимих станів, межі яких визначаються постановкою задачі, технічними, економічними та іншими можливостями. Кожному конкретному стану відповідає певне числове значення критерію оптимальності системи  $Q(r_\mu)$  (або цільової функції, так як вона є функцією зовнішніх і внутрішніх параметрів).

Цільову функцію часто представляють у вигляді гіперповерхні в евклідовому просторі, розмірність якого дорівнює числу параметрів цієї функції. Будь-яка точка у такому просторі відповідає варіанту вирішення задачі, а зміна параметрів призводить до переміщення точки в просторі по гіперповерхні цільової функції  $Q(x_j)$ .

Цільову функцію зображають також сімейством ліній рівного значення (рис. 1), що мають вид вигнутих ярів, вершин і сідлових точок. Таке зображення покращує наочність при графічних інтерпретаціях методів оптимізації.

Під критерієм оптимальності розуміють ознаку (відхилення, функція, ціна та ін.), на підставі якої проводиться порівняльна оцінка можливих рішень і вибір найкращого. Конкретне значення критерію оптимальності (оцінка цільової функції) називають показником ефективності (якості). Необхідно знайти таку структуру системи і такі значення параметрів її елементів, щоб критерій оптимальності досяг екстремального значення

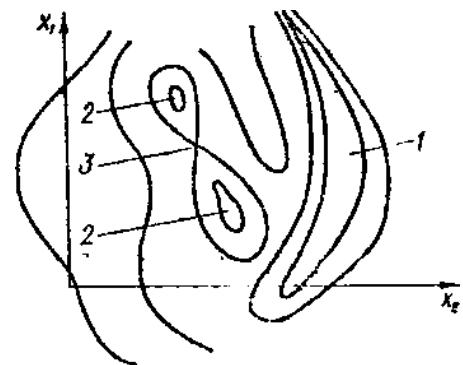


Рис. 1.1. Сімейство ліній (3) рівного значення цільової функції:  
1 - гребінь; 2 - вершини;  
3 - сідлова точка



в області допустимих значень, тобто необхідно знайти таке  $r^* \in R^+$ , щоб

$$Q(r^*) = \min_{r \in R^+} Q(r) \quad (1.2)$$

або

$$Q(r^*) = \max_{r \in R^+} Q(r) \quad (1.3)$$

Так як завжди  $\max Q = \min (-Q)$ ;  $\min Q = \max (-Q)$ , то задача (2) зводиться до (1.3) зміною знака Q. Будемо вважати екстремальною точкою критерію оптимальності ту точку, в якій він досягає свого мінімуму.

Задачі зовнішнього проектування полягає в єдності двох приватних завдань: математичного моделювання та спільної математичної оптимізації значень параметрів елементів, що входять до складу системи. Для успішного вирішення цих завдань необхідно розробляти спеціальні методи автоматичного або автоматизованого проектування за допомогою ЕОМ на основі формалізації задач математичного моделювання процесів функціонування систем. При цьому найкращі результати отримані для спеціального класу складних цифрових систем кінцевих автоматів.

Рішення задачі структурної оптимізації пристрою або ІМС пов'язано з серйозними математичними труднощами, які обумовлені складністю, а іноді і неможливістю математичного опису  $y_i$  зовнішнього параметра для всієї множини допустимих структур проектованого пристрою. У зв'язку з цим при вирішенні задачі структурної оптимізації розвивається ряд напрямків, які виключають пряме рішення задачі. До таких напрямків відносяться: методи випадкового перебору варіантів допустимої множини структур при порівнянні сукупності параметрів обраної структури із заданими технічними умовами; методи цілеспрямованого вибору варіантів на основі досвіду та інтуїції розробника; методи перебору варіантів на основі принципів і методів планування експериментів; методи структурного синтезу, що дозволяють

знаходити оптимальну структуру пристрою по одному з безлічі критеріїв. З цих методів перші три відносять до методів моделювання, а останній - до методів прямого синтезу (найбільш швидкий, але поки ще розроблений для обмеженого класу пристроїв - пасивні частотні фільтри, деякі класи узгоджувачих пристроїв і т. д.).

В результаті рішення задачі зовнішнього проектування визначають необхідні значення зовнішніх параметрів елементів, що входять до складу системи, тобто формулюють технічну задачу на розробку елементів системи.

Задачі *внутрішнього проектування* складної системи (проектування елементів) формулюють наступним чином. Дана функціональна залежність  $m$  зовнішніх незалежних параметрів  $y_i$  елемента від  $n$  його внутрішніх параметрів  $x_j$ :

$$y_i = f_i(x_j); \quad j = \overline{1, n}; \quad i = \overline{1, m}; \quad (1.4)$$

задані необхідні закони зміни зовнішніх параметрів  $y_i$  від деякої незалежної змінної  $\tau$  (час, частота, напруга і т. д.);  $y_i = \varphi_i(\tau)$  (в окремому випадку  $y_i = const$ ). Потрібно знайти такі функціональні залежності  $y_i = j_i(x_j)$ , щоб отримані закони зміни зовнішніх параметрів елемента  $y_i$  не відрізнялися в заданих межах від необхідних законів. Тут функції  $f_i(x)$ ,  $i = \overline{1, m}$  визначаються внутрішньою структурою елемента, змінна  $\tau$  може бути також і сукупністю параметрів.

Прикладом такої системи рівнянь може служити взаємозв'язок між собою параметрів підсилювача як елемента складної системи. Він характеризується наступними основними зовнішніми параметрами: чутливістю  $E_{c \min}$ , смугою пропускання  $\Pi$ , посиленням за напругою  $K$  і потужності  $K_p$ , вартістю  $G$ , надійністю  $N$ , розсіюваною потужністю  $P$ , динамічним діапазоном  $D$  і т. д. Зовнішні параметри підсилювача залежать від внутрішніх:

кількості каскадів  $n$ , особливостей підсилюючих приладів (його  $Y$ -параметрів або  $S$ -параметрів), навантаження, температури середовища і т. д.

За відомим або знову знайденим залежностям зовнішніх параметрів

$$y_1 = E_{c \min}, y_2 = \Pi, y_3 = k, \dots \text{ від внутрішніх } x_1 = n, y_2 = |Y_{21}|, x_3 = |Y_{12}|, \dots$$

складають системи рівнянь (1.4). Змінною  $\tau$  може бути частота (для частотних характеристик) або час (для тимчасових характеристик).

Фізично границі зміни параметрів  $x_j$  і змінної  $\tau$  обмежені. Наприклад, область  $D$  визначення величини  $x_j$ , можна задати системою

$$d_j \leq x_j \leq D_j; d_j > 0; D_j < \infty, \quad (1.5)$$

а область визначення  $\tau$  - інтервалом  $[a, b]$ . Величини  $d_j, D_j, a, b$  називають фізичними обмеженнями.

Розглянуті задачі зовнішнього і внутрішнього проектування складних систем носять загальний характер і в конкретному додатку можуть мати свої особливості. Сформулюємо найбільш типові задачі зовнішнього і внутрішнього проектування оптимальних МЕУ різної складності:

- 1) створення МЕУ на існуючій інтегральній елементній базі;
- 2) створення МЕУ на існуючій елементній базі з частковим введенням в його структуру знов розробляються коригувальні та інших елементів;
- 3) створення МЕУ на знову розроблюваної елементній базі.

Перша задача проектування передбачає аналіз існуючої елементної бази та синтез оптимального МЕУ, а також оптимізацію структури, характеристик і допусків на параметри МЕУ, створюваних на стандартних (базових) ІМС з відомими параметрами;

друга задача передбачає синтез розроблювальних коригувальних та інших елементів і пов'язана з оптимізацією структур, параметрів і допусків цих елементів;

третья задача передбачає синтез усіх елементів і пов'язана з оптимізацією їх структур, параметрів і допусків.

Хоча кожна з задач має ряд специфічних особливостей, однак математично вони можуть бути зведені до однієї, якщо ефективність рішення задачі синтезу оцінювати за ступенем виконання розробленим пристроєм заданих технічних умов (ТУ). Задачу оптимізації структури складного МЕУ або ІМС в загальному випадку можна звести [1] до багатокритеріальної задачі нелінійного програмування, в якому цільові функції визначають абсолютну або відносну різницю між одержуваним значенням зовнішнього параметра і його значенням, заданим ТУ або визначеним базовим показником ефективності. Математично дана задача полягає в знаходженні безлічі таких значень внутрішніх параметрів  $x_j^*$  МЕУ чи ІМС і взаємозв'язків  $y_i^*(x_j^*)$ , які забезпечували б мінімуми  $k$  цільових функцій:

$$Q_k(x_j^*, y_i^*) = \min_{x,y} Q_k(x_j, y_i); \quad j = \overline{1, n}; \quad i = \overline{1, m}; \quad k = \overline{1, l}. \quad (1.6)$$

При наявності обмежень

$$x_i \in H; \quad y_i \in R, \quad (1.7)$$

де

$$Q_k(x_j, y_i) = q_k(x_1, x_2, \dots, x_m, y_1, y_2, \dots, y_n) - b_k. \quad (1.8)$$

$b_k$  –  $k$ -й зовнішній параметр пристрою;  $q_k(x_j, y_i)$  – функціонал, що визначає залежність  $k$ -го зовнішнього параметра від параметрів елементів і структури пристрою. Зовнішні параметри  $b_k$  кількісно характеризують електричні, конструктивні (топологічні), технологічні, експлуатаційні та економічні властивості (надійність, вартість і т. д.) пристрою.

При відомій структурі пристрої цільові функції є функціями тільки внутрішніх параметрів  $x_j$ . У цьому випадку задачі оптимізації пристрою з

екстремальних критеріям [2, 3, 4], зводиться до багатокритеріальної задачі нелінійного програмування виду

$$Q_k(x_j^*) = \min_x Q_k(x_j) \quad (1.9)$$

при відомих обмеженнях (1.7).

**Критерії оптимального проектування МЕА.** У багатьох задачах проектування ступінь оптимальності структурного елемента доцільно характеризувати величиною відхилення отриманих значень зовнішніх параметрів від заданих або потенційно досяжних. Вибір способу вимірювання відхилення отриманої функції зміни вихідного параметра  $y_i = \varphi_i(\tau)$  від заданої  $y_i^* = \varphi_i^*(\tau)$  залежить від того, чи допускається згідно ТУ їх рівномірне відхилення або відхилення в середньому. У зв'язку з цим вводять два критерії оптимальності [4].

К р и т е р і й Ч е б и ш е в а полягає в тому, що за міру наближення необхідного  $y_i^*$  і отриманого  $y_i$  законів зміни зовнішніх параметрів беруть модуль-максимум їх абсолютного або відносного відхилень:

$$Q_{\Delta i} = \max_{\tau} |y_i - y_i^*| \quad (1.10)$$

або

$$Q_{\Delta i} = \max_{\tau} \left| 1 - \frac{y_i}{y_i^*} \right|. \quad (1.11)$$

С е р е д н ь о с т у п е н е в и й к р и т е р і й полягає в тому, що за міру наближення отриманої і необхідної функцій зміни зовнішніх параметрів беруть їх середньоступеневе відхилення:

$$Q_i = \left[ \int_0^b |y_i - y_i^*|^q d\tau \right]^{1/q} \quad (1.12)$$

Перший критерій доцільно використовувати тоді, коли важливо, щоб функції  $y_i = \varphi_i(\tau)$  і  $y_i^* = \varphi_i^*(\tau)$  мало відрізнялися між собою на всьому інтервалі незалежної змінної  $\tau \in [a, b]$ ; другий - в тому випадку, якщо можливо мале відхилення в середньому і допускаються відрізки інтервалу  $[a, b]$ , де абсолютне відхилення може бути більшим. Зазвичай беруть показник ступеня  $q = 2$ , і другий критерій стає середньоквадратичним; при  $q \rightarrow \infty$  критерій (12) переходить в (10).

Якщо допускається неоднакова величина відхилення для різних відрізків інтервалу  $[a, b]$  змінної  $\tau$ , вводять вагові відхилення. Для цього задають вагову функцію  $\rho(\tau)$ , яка має максимальні значення там, де неприпустимі великі відхилення, і мінімальні, - де відхилення незначно впливає на якість всієї системи.

У цьому випадку критерії Чебишева (10) і (11) приймають вид

$$Q_{\Delta i} = \max_{\tau} [\rho(\tau) | y_i - y_i^* |] \quad (1.13)$$

$$Q_{\Delta i} = \max_{\tau} [\rho(\tau) | 1 - \frac{y_i}{y_i^*} |] \quad (1.14)$$

а середньоквадратичний критерій

$$Q_i = \left[ \int_0^b | y_i - y_i^* |^2 \rho(\tau) d\tau \right]^{1/q} \quad (1.15)$$

Таким чином, задачі зовнішнього і внутрішнього проектування складних систем зводяться до вирішення систем т нелінійних рівнянь з  $n$  невідомими:

$$y_i(x_j) - y_i^*(x_j^*) = 0; \quad j = \overline{1, n}; \quad i = \overline{1, m}; \quad (1.16)$$

де  $y_i(x_j)$  - обмежені реальні функції.

При вирішенні системи (16) необхідно знайти такі функції  $x_j(\tau)$ , щоб значення величини  $\Delta = \max_i Q_i$ , яку беруть за міру наближення, було найменшим, тобто

$$\Delta \equiv \min_x \Delta \quad (1.17)$$

Якщо функції  $y_i(x_j)$  лінійні, то при  $m \leq n$  задача (1.16) стає задачею лінійної алгебри або лінійного програмування. При  $m > n$  задача (1.16) не має рішення, і її розглядають як Чебишевську задачу наближення несумісної системи рівнянь. Якщо функції  $y_i(x_j)$  нелінійні, рішення задачі (1.16) ускладнюється.

**Основні етапи оптимального проектування МЕА.** Основою елементної бази для побудови МЕА всіх класів є напівпровідникові ІМС різного ступеня складності, які у складі складної МЕА виконують роль функціональних елементів. Тому процес проектування ІМС є одним з головних етапів проектування МЕА в цілому.

При проектуванні складної мікроелектронної апаратури можна виділити наступні десять етапів:

1) складання та з'ясування технічного завдання на підставі визначення основних цілей;

2) вибір способу виконання завдання, побудова моделі МЕУ (синтез функціональної структурної електричної схеми МЕУ) на основі відомих або виявлених при додатковому вивченні можливостей функціональних елементів;

3) математичне моделювання МЕУ;

4) проведення структурної та параметричної оптимізації МЕУ;

5) розробка технічних умов на елементи МЕУ (ІМС);

6) розробка ІМС;

7) розробка і оптимізація конструкції МЕУ;

- 8) підготовка технічної документації для виробництва МЕУ;
- 9) технологічна розробка МЕУ;
- 10) розроблення методики випробувань МЕУ.

Основою проектування МЕУ є цикл робіт 5- і 6-го етапів з проектування ІМС, який доцільно розділити на наступні вісім етапів:

- 1) визначення функціонального складу серії ІМС і технічних вимог до кожної з них;
- 2) логічне моделювання та синтез контролюючих і діагностичних тестів;
- 3) вибір топології та розрахунок параметрів елементів ІМС;
- 4) синтез і аналіз принципових електричних схем;
- 5) вибір базової технології і розробка топології;
- 6) підготовка технічної документації для виробництва;
- 7) виготовлення дослідної партії ІМС і дослідження їх;
- 8) коректування параметрів, топології і технологічних режимів виробництва ІМС.

Тут 2 - 5-й етапи пов'язані з математичним моделюванням ІМС і її елементів, зі структурної, параметричної, конструктивно-топологічної і технологічної оптимізацією.

Ефективне і високоякісне проектування складних ІМС і МЕУ в цілому неможливе без створення високопродуктивних автоматизованих систем проектування (АСП) із застосуванням засобів обчислювальної техніки. При наявності вискоефективних АСП 7-й і 8-й етапи проектування ІМС можна виключити, що значно знизить трудомісткість і вартість розробки ІМС і МЕУ в цілому.

Проте на даний час у всьому процесі оптимального проектування велика роль людини і насамперед її досвіду, інтуїції, професійної майстерності. ЕОМ використовують широко лише на окремих етапах синтезу та аналізу складних і простих МЕУ (зокрема, при складанні та вирішенні рівнянь стану електричних ланцюгів; частотному і тимчасовому аналізі пристроїв і оцінці впливу на їх зовнішні параметри зміни параметрів елементів; структурної,



параметричної і топологічної оптимізації ІМС і т. д.). Одним із загальних недоліків робіт при автоматизованому проектуванні ІМС і МЕА є те, що роботи для вирішення задач проектування ІМС на різних етапах ведуться ізольовано один від одного, хоча логічно всі етапи проектування ІМС є взаємопов'язаними. Незважаючи на певні технічні та організаційні труднощі в даний час проектування за допомогою ЕОМ стає переважаючою різновидом конструкторської діяльності людини і з часом дасть можливість перейти до повної автоматизації проектування. Останнє передбачає автоматизацію всіх етапів проектування аж до розробки технічних характеристик і команд управління верстатами, необхідними для виготовлення проектують пристроїв.

Прикладне математичне забезпечення АСП ІМС і МЕУ для кожного етапу проектування повинно складатися з бібліотеки програм. Набір бібліотек програм повинен мати у своєму складі програми, що дозволяють вирішувати наступні основні завдання: складання математичної моделі (елемента, електричної схеми і топології компонентів і ІМС); аналіз математичної моделі (активних і пасивних елементів електричної схеми і топології ІМС); оптимізація (фізичної структури, геометричних розмірів, топології і параметрів як окремих пасивних і активних компонентів, так і ІМС в цілому); статистичний аналіз як окремих пасивних і активних елементів, так і ІМС в цілому.

Для подальшої формалізації процесу проектування введено поняття технологічного маршруту проектування ІМС [5], під яким розуміють будь-який узгоджений між собою набір програм з бібліотек для різних етапів проектування, який забезпечує проектування даної ІМС по всьому циклу - від отримання технічного завдання до виготовлення проміжних шаблонів.

Основну трудомісткість проектування ІМС являють складання завдання в математичній формі (математичне моделювання), рішення екстремальних і статистичних задач, пов'язаних зі структурою параметричної і технологічної оптимізацією.

**Складання технічного завдання в математичній формі.** Основною і найважливішою задачею складання завдання в математичній формі є вибір цільової функції (критерію оптимальності) для оцінки ефективності розроблених системи, пристрої, блоку, ІМС і т. д. Чим вище кількісна оцінка критерію, тим краще якість виробу. Сукупність зовнішніх параметрів  $y_i$ , забезпечують екстремальне значення цільової функції  $Q$ , визначається сукупністю внутрішніх параметрів системи  $x_j$ . Визначення цих параметрів є важливою метою виконання технічного завдання.

Взаємозв'язок внутрішніх і зовнішніх параметрів можна завжди з будь-яким необхідним ступенем складності і точності представити у вигляді системи рівнянь (1.4). При проектуванні деякі рівняння запозичуються з літератури, запис інших вимагає спеціальних досліджень. У загальному випадку цільова функція має вигляд (1.8). Вибір цільової функції не піддається формалізації, і її конкретний запис залежить насамперед від вимог замовника, призначення пристрою. Загальні рекомендації з побудови цільових функцій надано у роботі (6).

В якості прикладу наведемо ряд окремих видів цільової функції. Найбільш важливим з них є цільова функція однієї змінної (одного зовнішнього параметра)

$$Q = Q(y_i), \quad i = \text{const.}$$

Інший різновид цільових функцій - лінійна (лінійна комбінація декількох зовнішніх параметрів проектованої системи)  $Q = \sum_{i=1}^k c_i \eta_i$ . Тут  $c_i$  - коефіцієнт ваги нормованого зовнішнього параметра;

$$\eta_i = \begin{cases} y_i / y_{i \text{ пред}} & \text{при } y_{i \text{ пред}} = \min y_i ; \\ y_{i \text{ пред}} / y_i & \text{при } y_{i \text{ пред}} = \max y_i ; \end{cases}$$

$$\sum_{i=1}^k c_i = 1$$

Важливою перевагою цільової функції у вигляді лінійної функції є простота її оптимізації.

Третій різновид цільових функцій - нелінійні комбінації зовнішніх параметрів. Наприклад, цільова функція у вигляді коефіцієнта добротності і мікропотужного підсилювача

$$Q = K_p \Pi / P_0 = y_1 \cdot y_2 / y_3,$$

де  $y_1 = K_p$  – коефіцієнт підсилення потужності;  $y_2 = \Pi$  – смуга пропускання підсилювача;  $y_3 = P_0$  – потужність розсіювання або потужність, споживана підсилювачем від джерела живлення.

У цільову функцію в першу чергу повинні входити ті параметри, зміна яких призводить до значного поліпшення якості пристрою. У багатьох випадках структурної та параметричної оптимізації доводиться оперувати не однією, а декількома цільовими функціями. У таких випадках оптимізацію доцільно проводити:

- 1) методами, заснованими на введенні узагальненого критерію, функціонально залежного від усіх вихідних критеріїв [7];
- 2) методами багатоступінчастої оптимізації з окремими критеріями на кожному етапі при введенні обмежень на інші критерії [1];
- 3) методами оптимізації з одночасним урахуванням усієї безлічі критеріїв [4].

Крім рівнянь, що відбивають об'єктивні зв'язки основних зовнішніх і внутрішніх параметрів, завжди існують фізичні обмеження на величини внутрішніх параметрів (1.5). Ці обмеження пов'язані в системи функціональних рівностей і нерівностей виду

$$g_{x_i}(x_1, x_2, \dots, x_n) \geq b_i \quad (1.18)$$

де  $i = \overline{1, k}$

Зазвичай обмеження є і перед зовнішніми параметрами проектованого пристрою, які можна виразити системою рівнянь

$$g_{y_i}(y_1, y_2, \dots, y_m) \geq \leq d_i, \quad j = \overline{1, l} \quad (1.19)$$

Як видно з співвідношень (1.18) і (1.19), обмеження, які накладають на параметри системи (маса, вартість, ємність конденсаторів не більше ніж ...; опір, потужність в імпульсі не менше ніж ... і т. д.), що визначають її зв'язок з іншими системами, виражають у вигляді рівностей і нерівностей.

Часто в ТЗ задані обмеження не математичного типу (тип окремих структурних елементів системи, вібрація, вимоги по технічній естетиці та ін.) Такі обмеження можуть бути непрямим чином враховані в рівностях і нерівностях на різних етапах проектування. Наприклад, тип транзистора (який згідно ТЗ необхідно застосувати в проектуваному пристрої) можна врахувати, знаючи конкретні параметри і коефіцієнти використовуваної моделі цього транзистора; тип приймача можна врахувати, знаючи його основні якісні показники (смуга пропускання  $\Pi$ , чутливість  $P_{c \min}$  та ін).

У процесі проектування деякі параметри можуть приймати будь-які чисельні значення (дробові, позитивні, негативні, цілі), що не збігаються з фізичними можливостями їх реалізації. У цьому випадку складаються додаткові умови обмеження типу:

$$x_j > 0 \quad j = \overline{1, l} \quad - \text{умова невід'ємності}; \quad (1.20)$$

$x_j = 1, 2, 3, \dots, N$  - умова цілочисельності.

Значення параметрів резисторів, конденсаторів, стабілотронов та інших елементів відповідають певній шкалі цілих і дробових значень. Обмеження такого тина доцільно враховувати на етапі аналізу отриманого оптимального рішення  $x_j^*$ .

Введені вирази  $Q(x_j, y_j)$ ,  $x_j$ ,  $y_j$ ,  $g_{x_j}$ ,  $g_{y_j}$  в комплексі є математичним відображенням відомих в практиці уявлень про проектування і є математичною записом технічного завдання на проектування. З точки зору завдань проектування, сукупність внутрішніх параметрів  $x_j^* = x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*$  являє

собою оптимальний проект, якщо показник ефективності  $Q$  приймає екстремальне або необхідну за завданням на проектування значення при дотриманні умов (1.18) ÷ (1.20).

Останнім етапом складання технічного завдання в математичній формі є перевірка його несуперечності та математичної коректності [6].

Якщо існує хоча б один проект, що задовольняє наявних систем обмеження, то завдання **н е с у п е р е ч л и в о**. Однак перевірка на суперечливість - важка і громіздка. Вона формально зводиться до перевірки несуперечності щодо незалежних  $x_j$  системи (1.4) з урахуванням системи рівнянь (1.19). Для цього необхідно в систему обмежень (1.19) підставити вираз (1.4) і знайти хоча б одне рішення системи (1.19). У деяких випадках, коли несуперечність завдання підтверджується досвідом попередніх розробок, математична перевірка не потрібна.

Несуперечність завдання є необхідною умовою існування оптимального проекту і достатнім, якщо число допустимих проектів обмежена. Якщо число їх безмежно, то необхідна і достатня умова існування оптимального проекту складається з умов несуперечності та математичної коректності.

Технічне завдання є **м а т е м а т и ч н о к о р е к т н и м**, якщо в області допустимих проектів цільова функція обмежена. Обмеженість функції рівносильна існуванню у ній екстремумів, тобто існуванню оптимального проекту. Після складання рівнянь і нерівностей математичного запису технічного завдання і перевірки несуперечності та математичної коректності завдання оптимального проектування стає повністю формалізованою і вирішується методами математичного програмування (оптимізації).

Перелік контрольних запитань до I розділу:

- 1.1. Назвіть задачі оптимального проектування.
- 1.2. Які ви знаєте критерії оптимального проектування мікроелектронної апаратури (МЕА)?
- 1.3. Сформулюйте основні етапи оптимального проектування МЕА.
- 1.4. В чому полягає складання технічного завдання на проектування МЕА у математичній формі?

## 2. КЛАСИФІКАЦІЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТІВ ІМС

Активні та пасивні елементи (транзистори, діоди, резистори, конденсатори, смужкові хвилеводи і ін.) є первинною елементною базою для створення ІМС, а отже, і МЕА в цілому. Ефективність застосування ЕОМ для проектування ІМС та МЕА в значній мірі залежить від складності та точності математичних моделей елементів ІМС [8-11].

Під математичною моделлю розуміють систему рівнянь (або математичний опис іншого виду), що дозволяє визначити з необхідною точністю необхідні параметри елемента в різних умовах роботи. З точки зору проектування під елементом розуміють широкий клас пристроїв - від компоненти до складних пристроїв. Тому все сказане нижче щодо моделей напівпровідникових приладів в рівній мірі відноситься і до ІМС різної складності.

До теперішнього часу є велика кількість моделей елементів (в тому числі і активних напівпровідникових), що використовуються при машинному проектуванні. Принципова відмінність між ними полягає в характері наближень і кількості врахованих фізичних ефектів. Кожна з моделей відображає властивості активного елемента в деякій обмеженій області умов (режими, частота і амплітуда сигналів, що надходять на елементи). Виходячи із завдань машинного проектування ІМС, «ідеальна» математична модель (ММ) елемента повинна відповідати таким основним вимогам: відображати з високою точністю характеристики елемента в широкому діапазоні зміни умов роботи (напруга, струм, частота, температура); мати однозначну відповідність між параметрами і фізичними процесами в елементі; бути досить простою і зручною для представлення її в ЕОМ.

Перераховані вимоги суперечливі, тому питання про застосування тієї чи іншої моделі вирішують з урахуванням оптимального компромісу між ними.

При використанні точних і складних моделей, побудованих на основі рівнянь руху носіїв заряду в напівпровіднику (рівняння неперервності, перенесення струму і рівняння Пуассона), різко зростає обсяг обчислень. Крім того, ці моделі описуються диференціальними рівняннями в приватних похідних, вирішення яких чисельними методами утруднено через обмеженого швидкодії та обсягу пам'яті ЕОМ.

У ряді випадків через розкид значень вихідних параметрів реального технологічного процесу висока точність складних моделей різко знижується. Використання тільки простих моделей може привести до значних погрешностей обчислень навіть при високій точності значень вихідних параметрів.

У кожному конкретному випадку проектувальник повинен застосовувати ті або інші ММ, виходячи з типу розробляється ІМС (низькочастотна або високочастотна, лінійна або нелінійна і т. д.). При аналізі високочастотних ІМС необхідно враховувати інерційність активних елементів і паразитні ефекти. Аналіз малосигнальних лінійних схем вимагає підвищення точності моделі тільки поблизу робочої точки, а при аналізі нелінійних схем необхідно використовувати моделі, що описують параметри елементів з мінливими значеннями напруг і струмів у великому діапазоні. При зміні зовнішніх факторів (температура, вологість, радіація, вібрація і т. д.) в ММ повинні вноситися відповідні уточнення.

Моделі елементів ІМС можна розділити на два найбільш загальні класи: формальні і фізичні.

Формальна модель відображає зовнішні властивості (або параметри) елемента поза зв'язку з фізичними ефектами і явищами, що протікають в елементі. Формально пасивний або активний елемент можна представити у вигляді двох-, трьох-, чотирьох- і  $n$ -полюсника, властивості якого описуються системою рівнянь. Параметрами малосигнальних лінійних формальних моделей є  $Y$ -,  $Z$ -,  $H$ - і  $S$ -параметри, розглянуті нижче.



Узагальнені формальні ММ, придатні для великих і малих сигналів, часто записують у вигляді кусково-лінійних функцій, статечних і експоненціальних поліномів:

$$\varepsilon = \alpha_0 + \alpha_1 v + \alpha_2 v^2 + \dots + \alpha_n v^n \quad (2.1)$$

$$\varepsilon = A_0 + A_1 e^{\gamma_1 v} + A_2 e^{\gamma_2 v} + \dots + A_n e^{\gamma_n v} \quad (2.2)$$

де  $n$  - ступінь полінома;  $\alpha_i$ ,  $A_i$ ,  $\gamma_i$  - постійні коефіцієнти;  $v$  - змінний параметр.

Формальні моделі використовують для апроксимації характеристик елементів у тих випадках, коли фізика їх роботи відома недостатньо або коли потрібно спростити рішення задачі в обмеженій області умов (наприклад, при малому рівні сигналу, вузькому діапазону частот). Для визначення точних значень параметрів формальної моделі, що описує властивості елемента в широкій області умов, необхідно велика кількість вимірювань, що є її негативною властивістю.

Параметри формальних моделей можна виразити через внутрішні фізичні параметри елементів, що визначаються протікаючими у них фізичними ефектами і явищами.

*Фізична модель* відображує фізичні ефекти і явища, що протікають в елементі. Рівняння фізичної моделі виводять на підставі теорії роботи елемента.

Тому область дії фізичних моделей значно ширше, ніж формальною.

Виходячи з трьох напрямків проектування ІМС (електричного, конструкторсько-топологічного і технологічного), можна побудувати три типи фізичних моделей [10]: електричні, фізико-топологічні й технологічні (рис. 2.1).

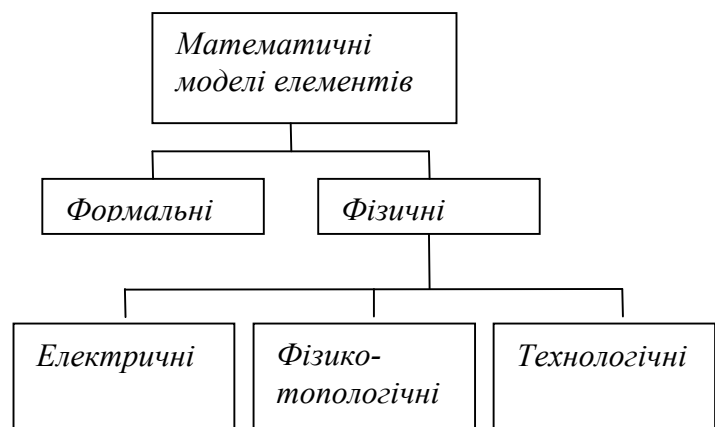


Рис. 2.1. Класифікація математичних моделей.

В електричній моделі вихідними є електричні параметри елементів (коефіцієнт підсилення транзистора, зворотний струм, ємність  $p-n$ -переходу і т. д.), які визначаються з зовнішніх електричних вимірювань цих елементів. У більшості випадків ці параметри входять у ТУ на елемент в дискретному виконанні. Застосовані електричні моделі отримують на основі спрощеної фізичної теорії, тому вони враховують тільки основні ефекти і явища, що протікають в елементі. Для уточнення моделі і розширення сфери її застосування вводять формальні коефіцієнти і апроксимації. Електричні моделі широко використовують при проектуванні ІМС на дискретних елементах і монолітних напівпровідникових ІМС. В останньому випадку параметри моделей визначають на підставі вимірів характеристик спеціальних тестових зразків або розраховують за допомогою фізико-топологічної моделі.

У фізико-топологічній моделі вихідними параметрами є геометричні розміри елементів і фізичні параметри напівпровідника (концентрація домішкових атомів і її залежність від координати, час життя нерівноважних носіїв заряду, густина поверхневих станів, рухливість носіїв і т. д.). Геометричні розміри визначаються малюнком фотошаблону або топологічним кресленням, а також товщиною шару дифузійно-епітаксійного профілю; фізичні параметри визначають на основі електрофізичних вимірів. У більшості випадків ці параметри приводять в конструкторських кресленнях на ІМС. Фізико-топологічні моделі повинні враховувати всі основні ефекти і явища, що протікають в елементі, оскільки їх використовують при проектуванні дискретних активних елементів і, головним чином, монолітних ІМС, а не для апроксимації характеристик вже виготовлених елементів. Тому фізико-топологічні моделі, як правило, значно складніше електричних.

У технологічній моделі вихідними є параметри технологічних режимів (температура і час дифузії або епітаксії, швидкість потоку газу-носія, концентрація, склад і температура травника і т. д.). Ці параметри визначають за

допомогою відповідної контрольно-технологічної апаратури. Інформація про них міститься у технологічній документації.

Технологічні моделі можуть бути застосовані як для аналізу, так і для оптимізації технологічних режимів виготовлення напівпровідникових активних елементів і ІМС, а також для розрахунку вихідних параметрів фізико-топологічних моделей.

Розробка технологічних моделей поки ще перебуває в початковій стадії. До теперішнього часу практично не створено жодної моделі, що пов'язує напруги і струми на виходах активного елемента з технологічними режимами його виготовлення.

Залежно від режиму, для аналізу якого призначена модель, математичні моделі поділяють на статичні і динамічні. *Статичні* моделі відображають статичний стан елемента при незмінних зовнішніх керуючих напругах і не враховують його інерційних властивостей. Їх використовують для аналізу статичних властивостей елементів на постійному струмі, а також для розрахунку підсилювальних властивостей елементів, що працюють на змінному струмі, за умови, що інерційністю можна знехтувати. *Динамічні* моделі враховують інерційні властивості елемента і додатково відображають перехідні процеси, що відбуваються в ньому, при зміні в часі керуючих сигналів.

У свою чергу, динамічні моделі підрозділяють на низькочастотні і високочастотні.

*Низькочастотні* моделі застосовують у тому випадку, коли швидкість зміни керуючих сигналів значно нижче релаксації інерційних процесів, притаманних активному елементу.

*Високочастотні* моделі враховують інерційність елемента.

В залежності від рівня сигналу розрізняють моделі малого (малосигнальні) і великого сигналів. *Малосигнальні* моделі змінного струму застосовують для аналізу підсилювальних властивостей елементів при малій амплітуді вхідного сигналу, коли робочі ділянки характеристик елемента можна вважати

лінійними. Критерій «малості» сигналу специфічний для кожного модельованого елемента. Для напівпровідникових активних елементів умовою малості можна вважати  $U_{m\text{ex}} \leq \varphi_T$ , де  $U_{m\text{ex}}$  - амплітуда вхідного сигналу.

У моделях великого сигналу враховується залежність одного або декількох параметрів (коефіцієнт посилення струму, ємності рп-переходів і т. д.) від електричного режиму. Динамічні моделі великого сигналу використовують для аналізу роботи нелінійних пристроїв (перемикачі, підсилювачі з великим динамічним діапазоном і т. д.). За залежності між струмами і напругами моделі поділяють на лінійні та нелінійні. У лінійних моделях параметри не залежать від струмів і напруг. Такими моделями є малосигнальні моделі. У нелінійних моделях врахована залежність параметрів від електричного режиму. Статична модель може бути лінійною і нелінійною. Моделі великого сигналу - нелінійні моделі.

В залежності від кількості просторових координат, за якими обліковуються відбуваються в елементі процеси, моделі підрозділяють на одно-, двох-і тривимірні.

ММ можуть бути задані аналітичним, графічним і табличним способами, а також схемою заміщення.

*Аналітичне задання моделі.* Модель задають системою рівнянь, що представляють залежність між струмами і напругами. Модель задана в явному вигляді, якщо в рівняннях є явні залежності між струмами і напругами; модель задана в неявному вигляді, якщо вона описується диференціальними рівняннями, за якими можна знайти струми і напруги.

*Графічне задання моделі.* Залежності між струмами і напругами представляють у вигляді графіків. Цей спосіб завдання моделі зручний при графоаналітичних розрахунках схем і придатний для автоматизованого розрахунку тільки при наявності пристрою введення, перетворюючого графічне зображення в числову залежність.

*Табличне задання моделі.* Залежність між струмами і напругами задають у вигляді числової таблиці. Таке завдання моделі активного елемента застосовують для експериментально знятих вольт-амперних характеристик, що вимагають для опису досить складної аналітичної залежності.

*Задання моделі схемою заміщення (еквівалентної схемою).* При проектуванні ІМС завдання побудови моделей елементів можна розглядати відокремлено від завдань розрахунку і проектування всій ІМС, створюваної на розроблених елементах. Отже, для побудови моделей елементів бажано використовувати ті ж алгоритми і програми, що і для розрахунку електронних схем. Для ефективного застосування методів теорії електричних ланцюгів з використанням автоматизованих програм при розрахунку ІМС реальні пасивні та активні елементи представляють у вигляді еквівалентних схем, що містять пасивні елементи і керовані джерела ЕРС або струму [12]. У еквівалентній схемі (або схемі заміщення) кожен елемент зображають спеціальним графічним символом. Тому еквівалентну схему можна вважати графічним відображенням сутності математичної моделі елемента, що справедливо як для формальних, так і фізичних ММ.

За відображеним фізичним процесам ММ і еквівалентні схеми підрозділяють на сигнальні (підсилювальні або передавальні) і шумові. *Сигнальні* ММ і еквівалентні схеми відображають підсилювальні (передавальні) властивості елемента, *шумові* – внутрішні шумові властивості елемента.

За складністю модельованого елемента ММ підрозділяють на звичайні моделі і макромоделі. Макромодель - це спрощена модель цілого електронного вузла (або ВІС), що зв'язує його вхідні і вихідні характеристики. Параметри макромоделей визначають експериментально або з попередніми моделюванням пристрої, для якого створюється модель, на елементному рівні. Макромоделі зазвичай є формальними і будують їх відносно зовнішніх електричних параметрів. За змінні величини вибирають напруги і струми на входах і виходах

пристрою. Макромоделі застосовують при моделюванні складних пристроїв (систем), що містять велику кількість елементів (більше 1000) [13].

Перелік контрольних запитань до II розділу:

- 2.1. Дайте визначення математичної моделі.
- 2.2. На які класи поділяють моделі елементів МЕА?
- 2.3. Які напрями проектування ви знаєте?
- 2.4. Які типи фізичних моделей ви знаєте?
- 2.5. Як поділяються математичні моделі в залежності від: режиму її аналізу, рівню сигналу, залежності токів і напруг?
- 2.6. Які існують засоби завдання моделей?
- 2.7. Розповісти про моделі, які відображають фізичні процеси, та інші типи моделей.

### 3. МЕТОДИ ОПТИМІЗАЦІЇ ТЕХНІЧНИХ ПРОЕКТІВ ТА ЇХ АЛГОРИТМИ

Будь-яка задача проектування є комбінаторної і зводиться до вибору кращого, з погляду критерію оптимальності, варіанту проекту з великого або нескінченного числа варіантів.

У зв'язку з великим числом змінних і обмежень для більшості практичних задач знаходження оптимального рішення важко і не обмежується простим перебором можливих варіантів. Існують різні математичні методи, які дозволяють знаходити найкраще рішення задачі за час, набагато менший, ніж при простому переборі, з меншою кількістю обчислень завдяки цілеспрямованому пошуку екстремуму критерію оптимальності.

Всі задачі математичної оптимізації ділять на два основні класи: лінійні і нелінійні. До *лінійних* відносять такі завдання, у яких і функція  $Q$  і обмеження  $g_i$  є лінійними відносно змінних  $x_j$ :

$$Q = a_1x_1 + a_2x_2 + \dots + a_nx_n = \sum_{j=1}^n a_jx_j \tag{3.1}$$

$$g_i = a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + \dots + a_{in}x_n = \sum_{j=1}^n a_{ij}x_j$$

Тут  $a_j$  і  $a_{ij}$  - відомі постійні коефіцієнти,  $i = \overline{1, m}$ . Додатково можуть ставитися вимоги невід'ємності змінних  $x_j \geq 0$  ( $i = \overline{1, n}$ ), цілочисельності всіх або деяких  $x_j$ . Методи вирішення таких завдань мають свої особливості, але достатньо повно розроблені й успішно застосовуються [14].

Всі інші види завдань відносяться до класу *нелінійних*, різновид яких обширний, тому загальних методів їх вирішення не існує. На відміну від лінійних, в таких завданнях існує багато екстремумів критерію оптимальності.

З них найбільш загальні: абсолютний (глобальний) і відносний (локальний) екстремуми.

Глобальний і локальний екстремуми називаються безумовними, якщо відсутні обмеження на критерій. Типовим для задач оптимізації є наявність різних обмежень, що означає поділ множини  $x_j$  на дві підмножини. Одне з них задовольняє обмеженням задачі, інше - ні. Так як точки екстремуму функції  $Q(x_j)$  повинні міститися в першій підмножині, то екстремум називається умовним. Графічно умовний і безумовний екстремуми показані на рис. 3.1, а, б.

Цільова функція  $Q(x_j)$  досягає локального мінімуму в точці з координатами  $x_j^*$ , якщо існує така околиця, що  $Q(x_j) \geq Q(x_j^*)$ . Якщо ця нерівність дотримується при всіх можливих значеннях  $x_j$ , то  $x_j$  є точкою глобального мінімуму цільової функції  $Q(x_j)$ .

Глобальний екстремум може бути одночасно і локальним. Локальний екстремум збігається з глобальним в тому випадку, якщо цільова функція є опуклою вниз (або вгору).

У зв'язку з цим нелінійні задачі можна розділити на однокстремальні і багатокстремальні.

Теорія рішення однокстремальних задач (опукле програмування), як і лінійних, досить добре розроблена. Так, якщо навіть випадково знайдено оптимальне рішення, то на цьому оптимізація закінчується. Якщо ж деякий варіант виявився не оптимальним, то завжди можна перейти до чергового варіанту, для якого значення цільової функції ближче до екстремального.



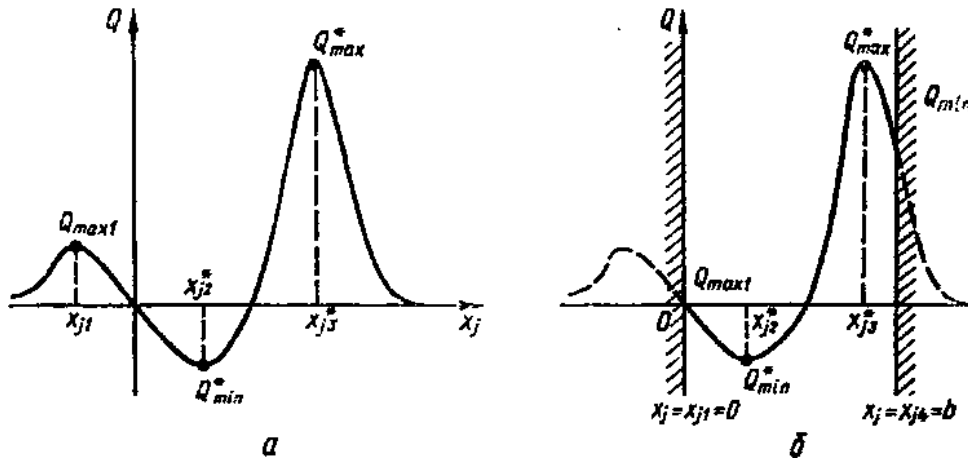


Рис. 3.1. Безумовний (а) і умовний (б) екстремуми цільової функції

Для багатоекстремального завдання встановити, що деякий рішення є оптимальним, можна в тому випадку, якщо порівняти між собою значення цільової функції у всіх підозрюваних на глобальний екстремум точках. При цьому рішення багатоекстремального завдань в загальному випадку пов'язане з неупорядкованим перебором підозрюваних на екстремум варіантів рішення. У практичних завданнях з багатьма змінними локальних екстремумів дуже багато.

Одна з проблем оптимізації полягає в тому, щоб в мінімальний час отримати максимум інформації про цільової функції в заданій області її визначення.

Опуклі нелінійні задачі можна привести до лінійним, якщо лінеаризувати цільову функцію у всій області визначення [15]. При цьому в якості лінійної функції можна взяти перші члени розкладання нелінійної залежності в степеневий ряд, наприклад в ряд Тейлора:

$$Q(x_j, y_j) = Q(x_{j0}, y_{j0}) + \sum_{j=1}^m (x_j - x_{j0}) \left. \frac{dQ}{dx_j} \right|_{\substack{x_j = x_{j0} \\ y_j = y_{j0}}} + \sum_{j=1}^m (y_j - y_{j0}) \left. \frac{dQ}{dy_j} \right|_{\substack{x_j = x_{j0} \\ y_j = y_{j0}}} + \dots \quad (3.2)$$

Весь ряд являє собою цільову функцію. Перший її член - лінійна частина функції;  $x_{j_0}$  та  $y_{j_0}$  - будь-які реальні оцінки невідомих величин.

Геометричний сенс лінеаризовані функції  $Q(x_j, y_j) \approx Q(x_{j_0}, y_{j_0})$  полягає в тому, що будується гіперплощина, що стосується складної гіперповерхні цільової функції в точці з координатами  $x_{j_0}, y_{j_0}$  в результаті чого отримуємо наближене рішення задачі  $Q = Q_j, x = x_j, y = y_j$ . З урахуванням отриманого результату рішення слід повторити. Після повторного рішення отримуємо  $Q = Q_{j_2}, x = x_{j_2}, y = y_{j_2}$ . Якщо це рішення збігається з попереднім, то воно відносне; якщо ні, процес наближення слід продовжити.

На кордоні між лінійними і нелінійними завданнями знаходяться *кусочно-лінійні* і *дрібно-лінійні* задачі оптимізації. Назва таких завдань визначає вид цільової функції. У першому випадку цільова функція - увігнута кусочно-лінійна, у другому - дробно-лінійна функція параметрів управління. У всіх перерахованих випадках лінеаризації обмеження є лінійними рівностями та нерівностями.

За реалізацією методи математичної оптимізації ділять на два класи: *аналітичні* та *чисельні*. Кожен з цих класів охоплює велику кількість алгоритмів реалізації, відрізняються один від одного за такими ознаками:

- 1) використовують тільки поточні значення цільової функції (прямі методи оптимізації або метод нульового порядку);
- 2) використовують додатково до прямих методів і першу похідну цільової функції (методи першого порядку);
- 3) використовують додатково до методів першого порядку і вищі похідні цільової функції (методи другого та вищого порядків).

Алгоритми першого і вище порядків називають *г р а д і є н т н и м и*. При цьому похідні цільової функції можна розрахувати як аналітично, так і чисельно, що і визначає належність конкретного методу до певного класу.

Методи математичної оптимізації можна розрізнити і за багатьма іншими ознаками. Наприклад, за способом організації пошуку екстремуму - сліпий, локальний і нелокальний. У методах *сліпого* пошуку в певному порядку (або випадково) переглядають допустиму область параметрів і досліджують значення цільової функції в обраних точках. *Локальні* методи рішення забезпечують цілеспрямоване наближення до локального екстремуму. Ці методи використовують для вирішення завдань опуклого програмування. *Нелокальні* методи визначають структуру цільової функції в області визначення і виробляють шляхи наближення до глобального екстремуму.

Методи пошуку можна розділити також на *детерміновані* і *випадкові*. Перші характеризує жорстка послідовність дій, хоча інформація для обчислень самої функції і здійснення наступного кроку можуть бути і випадковими. Другі використовують тоді, коли нагромадження інформації для реалізації детермінованого методу скрутно. Можливе застосування комбінаційних методів.

За способом апроксимації цільових функцій розрізняють лінійні і квадратичні методи оптимізації. У *лінійних* методах (наприклад, у градієнтних) цільову функцію фактично локально (кусочно) апроксимують лінійною залежністю, а у *квадратичних* (метод сполучених градієнтів, метод Ньютона) - квадратичною залежністю в точці ітерації, що дає можливість отримати рішення за кінцеву кількість кроків.

Не існує єдиного методу, який з успіхом може бути застосований до будь-якій задачі оптимізації. Вибір методу оптимізації для вирішення конкретного завдання залежить від цільової функції, характеру обмежень та інших особливостей.

Багато із застосовуваних методів математичної оптимізації є окремими випадками більш загальних методів або між ними існує встановлена зв'язок (наприклад, динамічне програмування та дискретний принцип максимуму

пов'язані із завданнями лінійного, нелінійного і цілочисельного програмування).

Якщо завдання вдається звести до лінійного програмування, то можна вважати її вирішеною, оскільки є багато ефективних алгоритмів для її вирішення.

Розглянемо конкретну реалізацію основних алгоритмів розв'язання задач оптимізації.

**Алгоритми відшукування екстремуму цільової функції методами диференціального числення.** При відшуванні екстремуму цільової функції користуються теоремою про необхідну умову існування екстремуму. Якщо функція, яку диференціюють,  $Q = f(x)$  має в точці  $x = x^*$  максимум чи мінімум, то її похідна в цій точці звертається в нуль, тобто  $f'(x^*) = 0$ .

Найбільш просто відшукується екстремум для функції, що диференціюється однієї змінної. У цьому випадку для відшукування екстремуму знаходять корінь  $x^*$  рівняння

$df(x)/dx = 0$ . Якщо друга похідна  $d^2 f(x) / dx^2$  в точці  $x^*$  більше нуля, то має місце мінімум функції, якщо менше нуля - максимум.

Для відшукування глобального екстремального значення функції необхідно обчислити її у всіх екстремальних точках, в точках розриву функції і в точках розриву похідної.

Якщо цільова функція є функцією багатьох змінних  $Q = f(x_j), j = \overline{1, n}$ , то необхідно обчислити корені  $x_j$  системи рівнянь

$$\frac{d f(x_j)}{d x_1} = 0; \dots ; \frac{d f(x_j)}{d x_n} = 0 \quad (3.3)$$

і досліджувати функцію при значеннях  $x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*$  безпосередньою підстановкою або аналітично. Простіше досліджувати лінійні цільові функції, так як в них існує тільки абсолютний екстремум.

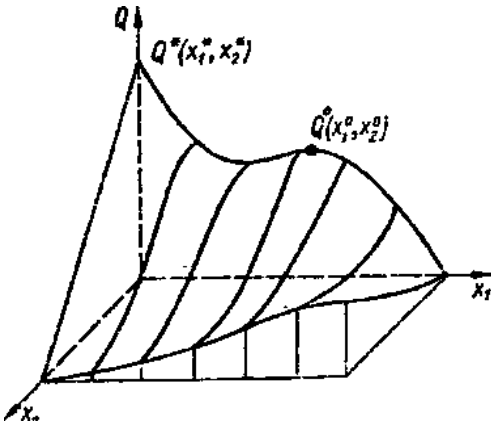


Рис. 3.2. Локальний і глобальний екстремум на гіперповерхні цільової функції.

Властивості нелінійних цільових функцій зазвичай заздалегідь невідомі, що ускладнює вирішення задачі оптимізації. Однак рівність нулю приватних похідних (3.3) для лінійних і нелінійних задач є загальною ознакою екстремуму цільової функції.

При введенні обмежень на змінні  $x_j, j = \overline{1, n}$  для існування екстремуму умова (3.3) не обов'язково, так як він може

знаходитися на межі області визначення функції  $Q = f(x_j)$ , де ця умова не виконується.

Наприклад, для функції двох змінних (рис. 3.2) на одній із меж ( $x_2 = 0$ ) існують точки локального  $Q^0(x_1^0, x_2^0)$  і глобального  $Q^*(x_1^*, x_2^*)$  максимумів. Жодна з координат цих екстремальних точок не є рішенням системи рівнянь (3.2). Проте для точки локального максимуму  $x_1^0$  можна знайти з умови  $\frac{df(x_1)}{dx_1} = 0$ . Даний приклад показує необхідність дослідження всіх кордонів області визначення цільової функції.

Алгоритм дослідження складних цільових функцій, визначених в області  $x_j \geq 0$ , методами диференціального числення наступний:

- 1) знаходять корені системи (3.3) для визначення екстремальних точок всередині досліджуваної області;
- 2) по черговій підстановкою граничних значень змінних ( $x_j = 0, j = \overline{1, n}$ ) в цільову функцію  $Q(x_j)$  отримують  $n$  виразів

$$Q_1(0, x_2, \dots, x_n), Q_2(x_1, 0, \dots, x_n), \dots, Q_n(x_1, x_2, \dots, 0),$$

складають систему рівнянь

$$dQ_i / dx_j = 0 \quad (i = \overline{1, n}, j = \overline{n, 1}, i \neq j)$$

і знаходять на зазначених кордонах функції точки екстремуму;

3) почерговими парними підстановленнями граничних значень

$$(x_1 = 0; x_2 = 0; x_1 = 0; x_3 = 0; \dots; x_{n-1} = 0, x_n = 0)$$

отримують новий ряд виразів типу

$$Q_{12}(0, 0, x_3, \dots, x_n); Q_{13}(0, x_2, 0, \dots, x_n);$$

і т. д.

Для кожного з цих виразів знаходять першу похідну і складають систему рівнянь

$$dQ_{ik} / dx_j = 0 \quad (k = \overline{1, n}, i = \overline{1, n}, j = \overline{1, n}, k \neq i \neq j),$$

в результаті чого визначають екстремальні точки на інших кордонах гіперповерхні цільової функції;

4) подібні операції повторюють для функцій, одержуваних почерговими потрійними підстановками  $x_1 = x_2 = x_3 = 0; x_1 = x_3 = x_4 = 0; \dots;$

$x_{n-2} = x_{n-1} = x_n = 0$ . Таким чином визначають точки екстремуму на кордонах третього порядку. Проводять дослідження кордонів четвертого, ...,  $n$ -го порядку;

5) за знайденими координатами всіх екстремальних точок визначають значення цільової функції  $Q(x_j)$ , порівнюють і знаходять координати глобального максимуму.

Для реалізації алгоритму необхідно скласти

$nC_n^0 + (n-1)C_n^1 + (n-2)C_n^2 + \dots + C_n^{n-1}$  рівнянь і вирішити  $2^n - 1$  систем рівнянь, де  $C_n^i$  - число поєднань з  $n$  по  $i$ ;  $i = \overline{0, n-1}$ .

Обсяг рішень зростає ще більше, якщо хоча б одна зі змінних буде обмежена з двох сторін. Застосування аналізу цільової функції методами диференціального числення доцільно лише для невеликої кількості змінних.

**Алгоритми безперервного лінійного програмування.** Задачею лінійного програмування є оптимізація лінійної цільової функції з  $n$  параметрами, якщо задана система лінійних нерівностей (обмежень) при відомих коефіцієнтах. Геометрично алгоритм вирішення такого завдання можна представити як процедуру, що дозволяє відшукати серед можливих рішень, що утворюють багатогранник  $\Omega$ , таке рішення, для якого цільова функція приймає екстремальне значення. При цьому кордонами багатогранника є площини, утворені лінійними обмеженнями.

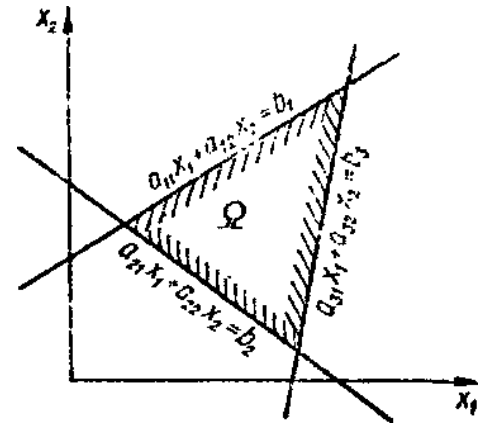


Рис. 3.3. Обмеження області можливих рішень

Приклад цільової функції двох змінних і трьох обмежень, що утворюють область можливих рішень  $\Omega$ , показаний на рис. 3.3.

Основним алгоритмом рішення загальної задачі лінійного програмування, що дозволяє реалізувати процес відшукування потрібної вершини багатогранника рішень, є *симплекс-метод* [15].

*Алгоритми цілочисельного і дискретного лінійного програмування.*

Додаткова вимога про цілочисельності всіх або деяких змінних  $x_j$  обумовлює врахування специфічних особливостей. Можна спочатку відкинути умову цілочисельності  $x_j$ , вирішити задачу лінійного програмування у звичайній постановці, а потім округлити оптимальні значення  $x_j^*$  до найближчих цілих значень. Однак це припустимо лише в тих випадках, коли шукають попереднє рішення або значення  $x_j^*$ , близьке до цілого значенням, а похибкою округлення можна знехтувати.

Для точного цілочисельного рішення задачі лінійного програмування широко використовують *метод Балінського, адитивний метод Балаші, метод*

Гоморі та ін. [16], які застосовні як при часткових або повністю цілочисельних обмеженнях, так і при поширенні цілочисельності на цільову функцію

$$Q = \sum_{j=1}^n c_j x_j \quad (3.4)$$

Так само як і звичайний симплекс-метод, метод Гоморі дозволяє отримати рішення за кінцеве число кроків. Параметри елементів схем можуть приймати лише дискретні цілі і дробові значення. Для задач такого типу цілочисельні програми не завжди можуть бути використані. Такі завдання можна вирішувати, склавши додаткові умови - обмеження або наближено.

Нехай знайдено оптимальне рішення  $x_j^*$ , яка не збігається зі шкалою заданих  $x_j$ , Виведемо змінну  $x_j$  з базису і додамо умову  $x_{j1} \approx x_j^*$ , найближчим до оптимального з шкали номіналів. Потім знову вводимо змінну  $x_j$  в базис. Виробляємо оптимізацію рішення симплекс-методом. Таким же чином виробляємо оптимізацію і для інших змінних, що вимагають уточнення.

Іноді послідовність значень можна виразити лінійною формулою, і тоді задача зводиться до задачі цілочисельного програмування.

**Алгоритми градієнтних методів.** В алгоритмах градієнтних методів оптимізації вимірюють нахил цільової функції як показник напрямку на мінімум. Згідно цим алгоритмам чергову точку  $x_j^{k-1}$  (поточний набір параметрів на до  $k+1$ -му кроці),  $j = \overline{1, n}$ , вибирають відносно  $x_j^k$  у напрямку  $n$ -мірного вектора  $r_j^k$  (градієнта функції  $r_j^k = \nabla Q(x_j^k)$ ) за формулою

$$x_j^{k-1} = x_j^k - \alpha^k r_j^k \quad (3.5)$$

де  $\alpha^k$  - скалярна позитивна величина для  $k$ -ї ітерації.



Величина  $\alpha^k r_j^k$  визначає крок у напрямку, протилежному градієнту, тобто в напрямку спаду функції  $Q(x_j)$ , яку мінімізують в її лінійному наближенні.

Різні градієнтні методи відрізняються один від одного вибором масштабного множника (довжини кроку)  $\alpha^k$  і напрямком вектора градієнта  $r_j^k$ ). Методи, у яких величина кроку  $\alpha^k$  відносно мала, називають градієнтними методами з *малим кроком*; у протилежному випадку - з *великим кроком*. Якщо крок визначають для кожної ітерації рішенням одновимірної задачі мінімізації

$$\min f(x_j^k - \alpha^k r_j^k) \quad (3.6)$$

то реалізують *оптимальний градієнтний метод*.

Ознаки визначення екстремуму функції: різниця між двома оцінками значення цільової функції менше заданої похибки; довжина кроку при  $k$ -й ітерації менше заданого значення та ін.

Найпростішим градієнтним методом є *одновимірний*, в котрому зміні підлягає тільки одна координата багатовимірної функції  $Q(x_j)$ . При цьому

$$r_j^k = [0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0], \quad j = \overline{1, n}$$

Існують різні модифікації цього методу: метод *Саусвела*, *Саусвела-Сінджа*, *Гаусса-Зейделя* та ін. У них спуск з черговою точки гіперповерхні функції виробляють в напрямку однієї або декількох координатних осей. Послідовність вибору напрямку спуску може бути різною.

У методі *Саусвела* координату спуску вибирають так, щоб приватна похідна (нахил) функції в даному напрямку була максимальною. У методі

*Саусвела-Сінджа* в обраному напрямку максимальний вираз  $\frac{dQ}{dx_i} - 2 \frac{d^2 Q}{dx_j^2}$ .

Величину кроку можна визначити розкладанням функції в ряд Тейлора по  $x_j^k$

$$Q(x_j^{k+1}) = Q(x_j^k) + \alpha^k \frac{dQ}{dx_i} \Big|_{x_j = x_j^k} + \frac{(\alpha^k)^2}{2} \frac{d^2Q}{dx_i^2} \Big|_{x_j = x_j^k}, j = \overline{1, n} \quad (3.7)$$

**Алгоритми градієнтних методів при обмеженнях.** Вище розглянуті алгоритми методів оптимізації довільної цільової функції, на перемінні якої не накладені обмеження. Обмеження в екстремальній задачі рівнозначні бар'єрам, які заважають руху по градієнту (максимізація) або антиградієнту (мінімізація) цільової функції.

Для вирішення класичної задачі з обмеженнями можна наближено замінити її іншою задачею без обмежень. У цьому випадку мінімізують вираз  $\Phi(x_j)$ , що складається з цільової функції  $Q(x_j)$  і обмежень  $f_i(x_j)$  з постійними  $\gamma_j$ :

$$\Phi(x_j) = Q(x_j) + \sum_{i=1}^m \gamma_i [f_i(x_j)]^2, j = \overline{1, n} \quad (3.8)$$

Значення коефіцієнта  $\gamma_j$  вибирають за наступним правилом: якщо при використуваному наборі параметрів  $x_j$  обмеження дотримується (точка всередині допустимої області рішень  $\omega$ ), то  $\gamma_j = 0$ . В іншому випадку вибирають значення коефіцієнта  $\gamma_j > 0$ .

В результаті пошуку мінімуму функції  $\Phi(x_j)$  вихід за межі допустимої області карається штрафом, пропорційним величині  $\sum_{i=1}^m \gamma_i [f_i(x_j)]^2$ . У результаті на кордоні області зі створюється бар'єр за рахунок різкого зростання нової цільової функції  $\Phi(x_j)$ , завдяки якому проміжні точки пошуку утримуються поблизу межі допустимої області.

Так як штраф накладається тільки за межами допустимої області  $\omega$ , всередині її функція  $\Phi(x_j)$  повторює всі особливості структури цільової функції  $Q(x_j)$ . Чим більше значення коефіцієнта  $\gamma_j$  тим крутіше зростає

функція  $\Phi(x_j)$  за межами допустимої області  $\omega$ . На практиці значення коефіцієнтів  $\gamma_j$  вибирають залежно від властивостей цільової функції в широких межах ( $1 \dots 10^{10}$ ) так, щоб виключити її мінімуми за межами області  $\omega$ . Проте надмірно велике значення  $\gamma_j$  на кордоні області визначення утворює яри з дуже крутими схилами. Якщо шлях до мінімуму проходить вздовж кордону, граничний яр уповільнює пошук і збіжність методу мінімізації може порушитися.

**Алгоритми нелокальних градієнтних методів.** Гіперповерхні багатоекстремальних цільових функцій мають багато ділянок, де звичайні локальні методи (в тому числі і градієнтні) нестійкі. В даний час існує цілий ряд методів згладжування впливу неглибоких локальних екстремумів. До них можна віднести *метод «важкої кульки»*, *метод згладжування*, *метод ярів*. Так, наприклад, якщо рух по антиградієнту виробляти згідно рівняння (3.5), то в будь-якому, навіть неглибокому локальному мінімумі метод оптимізації «застрягне». Однак цього можна уникнути, якщо рухома точка буде мати інерцією. Інерцію точки можна врахувати в рівнянні (3.5) додатковим доданком, чисельно рівним частини попереднього кроку, тобто  $\beta(x_j^k - x_j^{k-1})$ , де  $\beta < 1$ .

Нове положення точки при русі по антиградієнту (рух до мінімуму) визначиться рівнянням

$$x_j^{k+1} = x_j^k - \alpha_k r_j^k + \beta(x_j^k - x_j^{k-1}).$$

Розглянутий градієнтний метод «важкої кульки» можна зробити більш ефективним, якщо враховувати також градієнт цільової функції в попередній,  $(k-1)$ -й, точці:

$$x_j^{k+1} = \beta_0^k x_j^k - \beta_1^k x_j^{k-1} + \alpha_0^k \nabla Q(x_j^k) - \alpha_1^k \nabla Q(x_j^{k-1}).$$

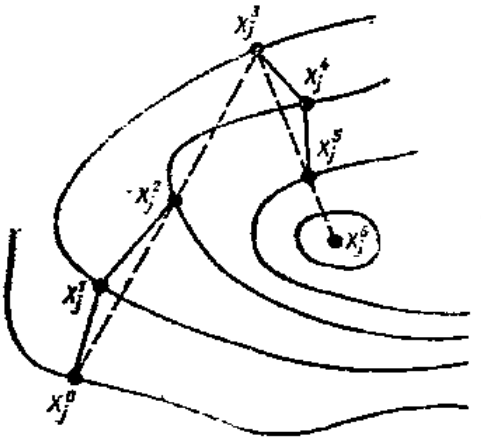


Рис. 3.4. Оптимізація методом паралельних дотичних.

Тут коефіцієнти  $\beta_0^k, \beta_1^k, \alpha_0^k, \alpha_1^k$  вибирають, виходячи з розмірів локальних мінімумів, до яких метод пошуку повинен бути нечутливий, і можуть бути постійними або змінюватися за різними ознаками на кожному кроці величинами.

Більш зручним методом оптимізації багатоекстремальних цільових функцій ярного типу є *метод ярів* і його модифікації, які містять елементи самонавчання і самоорганізації. Алгоритм його реалізації

починається з вибору довільної точки  $x_j^0$ , потім виробляється спуск градієнтним методом (або будь-яким іншим локальним) до тих пір, поки відносна зміна  $\Delta Q / Q$  цільової функції не перевищує фіксоване число  $\varepsilon = 0,1 \dots 0,2$ . Розглянемо послідовність відшукування глобального екстремуму. Нехай

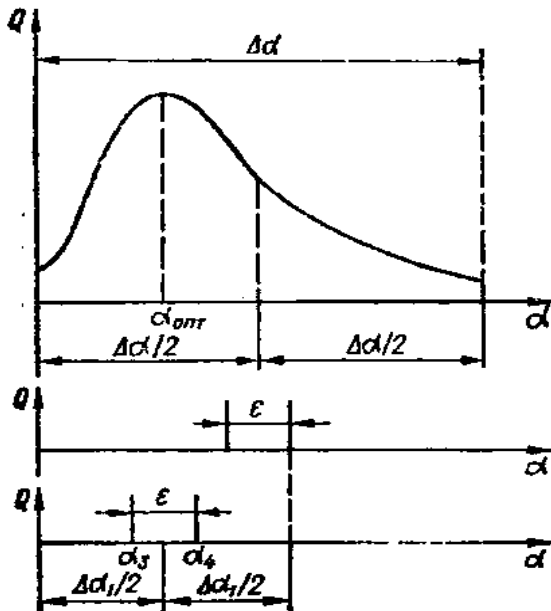


Рис. 3.5. Метод половинного ділення.

рішення привело в точку  $x_j^{-0}$ . Після цього вибирають точку  $x_j^1$  в області  $x_j^{-0}$  на відстані, багато більшому кроку локального спуску і в протилежному напрямку. З точки  $x_j^1$  спуск проводять в точку  $x_j^{-1}$ . Після цього здійснюють крок вздовж променя  $x_j^{-0} x_j^{-1}$  (тобто по яру). Величина цього кроку більше кроку локального спуску і приводить в точку  $x_j^2$ , з якої виробляють локальний спуск в

точку  $x_j^{-2}$ . Після цього здійснюють рух уздовж нового променя  $x_j^{-1} x_j^{-2}$  і т.д. За рахунок пристосування до напрямку яру процес наближення до глобального екстремуму прискорюється.

Існує багато різних модифікацій звичайного локального градієнтного методу оптимізації з метою прискорення його реалізації. Для цього використовують методи паралельних дотичних, сполучених напрямків, сполучених градієнтів та ін. Наприклад, згідно з методом паралельних дотичних (рис. 3.4) виробляють рух уздовж антиградієнта (мінімізація функції) в точку  $x_j^1$ , потім в  $x_j^2$ . Після цього проводять прискорюючий крок уздовж апроксимує променя в точку  $x_j^3$ , і далі процедура повторюється.

**Чисельні алгоритми оптимізації.** При реалізації алгоритмів оптимізації існує принаймні одна з перерахованих нижче цільової функції на вибраному градієнті. Після цього визначають наступний градієнтовий напрямок. Послідовний кроковий пошук простий, але, як всяка пасивна стратегія пошуку, вимагає багато часу для вирішення. Швидшої є активна стратегія, коли зміст майбутнього експерименту залежить від результату попереднього. До такої стратегії чисельного визначення максимуму відносять метод *дихотомії* (половинного поділу), ідея якого полягає в наступному. Нехай заданий інтервал прирощення параметра  $\Delta\alpha = \alpha_{\max} - \alpha_{\min}$  в якому знаходиться екстремум одновірної функції. На цьому інтервалі вибирають дві експериментальні точки  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  і розміщують їх симетрично відносно середини відрізка (рис. 3.5) на відстані  $\varepsilon/2$ , де  $\varepsilon = \min(\alpha_2 - \alpha_1)$  - мінімальне значення різниці, при якій помітні  $Q_1$  і  $Q_2$  (чутливість методу). Порівнюють значення функції у вибраних точках, визначають інтервал подальшого пошуку  $\Delta\alpha_1 = (\Delta\alpha_{\max} + \varepsilon)/2$  (зміщення вліво). Виділивши відрізок  $\Delta\alpha_1$ , повторюють описану процедуру,

використовуючи другу пару значень  $\alpha$  ( $\alpha_2$  і  $\alpha_3$ ). Отримують новий інтервал пошуку

$$\Delta\alpha_2 = (\Delta\alpha_1 + \varepsilon)/2 = (\Delta\alpha + 3\varepsilon)/4,$$

положення якого також пов'язане з серединою відрізка  $\alpha_1$  і т. д. Процес продовжують до тих пір, поки не будуть проведені два останні експерименту  $\alpha_{N-1}$  і  $\alpha_N$  ( $N=2, 4, 6 \dots$ , так як на кожному етапі дихотомії по два

експерименти). Підсумовуючи

алгебраїчні відрізки  $\Delta\alpha_i$  з

урахуванням зміщення їх

відносно центру ділянок,

автоматично визначають  $\Delta\alpha_{opt}^k$ .

### Організація

**автоматизованої оптимізації.**

Ефективність автоматизації

проектування багато в чому

залежить від методів оптимізації,

що застосовуються для

конкретного проекту. При їх

виборі виходять з багатьох вимог,

основні з яких: висока точність

методу, тобто ступінь близькості

кінцевого значення цільової

функції і кінцевого вектора

змінних  $X_j$  до істинних значень;

мінімальне число обчислень

значень цільової функції і її

похідних в процесі оптимізації;



Рис. 3.6. Алгоритм організації автоматизованого процесу оптимізації.

висока швидкість збіжності рішення; коротка робоча програма; мінімальний час вирішення завдання.

Для порівняння різних методів оптимізації використовують стандартні тестові функції [17]. На поліпшення якісних характеристик оптимізації задачі проектування також впливає організація обчислювального процесу на ЕОМ.

Незважаючи на різноманіття методів оптимізації їх об'єднує спільна стратегія пошуку екстремуму: знаходження «кращого» значення цільової функції і отримання інформації про напрямок руху.

Стратегія пошуку екстремуму будується за такою структурою: вибір вихідних параметрів (вихідної точки) цільової функції, визначення локальних властивостей гіперповерхні відгуку, порівняння рішень, організація переходів до наступної точки. Алгоритм стратегії пошуку показаний на рис. 3.6. Перші три операції для всіх методів оптимізації багато в чому однакові, а четверта операція володіє найбільшою різноманітністю. Саме її організацією відрізняються передусім методи оптимізації.

Вибір вихідних параметрів базується на визначенні центру (середньої точки) області допустимих рішень  $\Omega$ . Якщо відомі мінімальні і максимальні

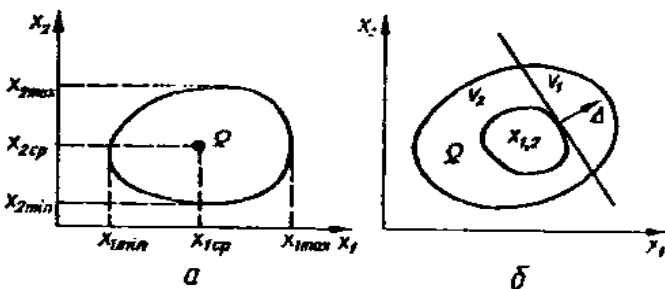


Рис. 3.7. Визначення центру області рішень методом ділення координат (а) і градієнтним методом (б)

значення змінних  $x_j, j = \overline{1, n}$ , що задають розміри області рішень, то  $j$ -ю координату середньої точки  $Q$  області можна визначити за формулою

$$x_{j\text{cp}} = (x_{j\text{max}} + x_{j\text{min}}) / 2$$

(рис. 3.7, а).

Для визначення центру

іншим методом розглянемо гіперплощину, що проходить через довільну точку

$x_j, j = \overline{1, n}$  і є дотичною до поверхні рівня цільової функції в цій точці

(рис. 3.7, б).

Гіперплощина ділить область рішень  $\Omega$  на дві частини, що мають обсяги  $v_1$  і  $v_2$ . Ці обсяги залежать від координат точки  $x_j$  і напрямку вектора градієнта  $\Delta$ , що визначає положення гіперплощини, тобто  $v_1 = v_1(x_j, \nabla), v_2 = v_2(x_j, \nabla)$ . Щоб порівняти  $x_j$  з іншими точками, використовуємо критерій порівняння

$$v(x_j) = \max_{\nabla} \{v_2\}$$

а потім серед точок області  $\Omega$  знайдемо таку точку  $x_{jmm}$ , для якої  $v(x_j)$  мінімальна, тобто

$$v(x_{jmm}) = \min_{x_j} \max_{\nabla} \{v_2(x_j, \nabla)\}$$

де  $x_{jmm}$  є мінімаксним центром. На відміну від середньої точки він нечутливий до поворотів осей, однак обчислення його громіздко.

Для вибору початкової точки можна використовувати також центр ваги області рішень як однорідного тіла. Для вивчення локальних властивостей гіперповерхні цільової функції в околицях обраної вихідної точки  $x_j$ , коли вид функції невідомий, необхідно будувати наближену модель досліджуваної ділянки поверхні. В якості основи можна прийняти лінійну частину формули

Тейлора  $\Delta Q_{Л} = \sum_{j=1}^n \left(\frac{dQ}{dx_j}\right)_0 \Delta x_j$ , що дозволяє оцінити приріст  $\Delta Q$ , який буде

отримано при переході з точки  $x_j^0$  в будь-яку точку  $x_j$ .

Для обчислення приватних похідних використовують пробні експерименти, що проводяться поблизу вихідної точки  $x_j^0$  на відстані  $\varepsilon$  від  $x_{j0}$ . Координати переходів наступні:  $(x_1^0 + \varepsilon, x_2^0, \dots, x_n^0)$ ,



$(x_j^0, x_2^0 + \varepsilon, \dots, x_n^0), \dots, (x_j^0, x_2^0, \dots, x_n^0 + \varepsilon)$ . У зв'язку з незначністю величини кроку  $\varepsilon$ , можна вважати

$$(dQ/dx_j)_0 \approx \frac{Q(x_j + \varepsilon) - Q(x_j)^0}{\varepsilon}.$$

Для дослідження локальних властивостей гіперповерхні цільової функції в околицях точки, підозрілої на екстремум  $x_j^0$  по лінійній частині, формули Тейлора вже недостатньо, так як перша похідна близька до нуля або дорівнює йому. Враховуючи, що форма поверхні поблизу екстремуму близька до квадратичної, цю околицю можна оцінити квадратичної апроксимацією  $Q(x_j)$  для порядку членів не вище двох:

$$\begin{aligned} \Delta Q_{кв} = & \left(\frac{dQ}{dx_1}\right)^* \Delta x_1 + \dots + \left(\frac{dQ}{dx_n}\right)^* \Delta x_n + \frac{1}{2} \left[ \left(\frac{d^2Q}{dx_1^2}\right)^* (\Delta x_1)^2 + \dots + \left(\frac{d^2Q}{dx_n^2}\right)^* (\Delta x_n)^2 + \right. \\ & \left. + 2\left(\frac{d^2Q}{dx_1 dx_2}\right)^* \Delta x_1 \Delta x_2 + \dots + 2\left(\frac{d^2Q}{dx_{n-1} dx_n}\right)^* \Delta x_{n-1} \Delta x_n \right], \end{aligned} \quad (3.9)$$

де (\*) означає, що похідні визначаються в точці  $x_j$ . У виразі (3.9) можна скоротити змішані похідні; однак, коли останні значні за величиною, ними нехтувати не можна.

Для подальшого дослідження властивостей цільової функції в околицях  $x_j^*$  необхідно вирішити систему  $n$  рівнянь виду

$$\frac{d(\Delta Q_{кв})}{d(\Delta x_j)} = 0, \quad j = \overline{1, n}$$

і отримати прирощення  $\Delta x_j^*$ , що визначають деяку точку  $x_j^{**}$  поблизу  $x_j^*$ .

Щоб визначити, чи є точка  $x_j^{**}$  екстремальною, необхідно досліджувати значення других похідних прийнятої квадратичної апроксимації:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{d^2 Q}{dx_1^2} \right)^* (\Delta x_1)^2 + \dots + \left( \frac{d^2 Q}{dx_n^2} \right)^* (\Delta x_n)^2 + 2 \left( \frac{d^2 Q}{dx_1 dx_2} \right)^* \Delta x_1 \Delta x_2 + \dots + 2 \left( \frac{d^2 Q}{dx_{n-1} dx_n} \right)^* \Delta x_{n-1} \Delta x_n \right],$$

Якщо для будь-яких  $\Delta x_j$  функція  $\Delta Q < 0$ , точка  $x_j^{**}$  - максимум цільової функції; якщо  $\Delta Q > 0$ , точках  $x_j^{**}$  - мінімум. При невизначеності знака  $\Delta Q$  необхідно шукати нові точки  $x_j^*$  і  $x_j^{**}$ , підозрілі на екстремум, тобто перейти в нову точку. Лінія, що з'єднує знайдені точки  $x_j^0, x_j^1$  та інші, утворює траєкторію руху при пошуку екстремуму, що реалізовує ту чи іншу стратегію пошуку. У разі  $Q(x_j^i) < Q(x_j^{i+1})$  траєкторія спрямована до максимуму цільової функції, тобто зростає. Цільова функція  $Q(x_j)$  має один максимум, якщо для будь-якої точки допустимої області рішень знаходиться зростаюча траєкторія, провідна в точку  $x_j$ .

Для організації переходу з однієї точки в іншу з метою досягнення екстремуму  $Q(x_j)$  застосовують різноманітні методи. Багато з них є універсальними для цілого класу задач. Деякі методи розглянуті вище: перехід за випадковим законом, перехід у напрямку градієнта (рух до максимуму функції) або анти градієнта (рух до мінімуму) цільової функції в точці  $x_j$ , перехід по траєкторії покоординатного пошуку. В останньому випадку немає необхідності досліджувати околиці точок, однак метод непридатний для цільових функцій з гребенями або з залежними змінними  $x_j, j = \overline{1, n}$ .

Для вибору напрямку переходу на гіперповерхні унімодальної функції можна використовувати також інформацію, що отримується при локальних дослідженнях околиць точок.

Оптимізація навіть простих проектів є дуже трудомістким процесом і вимагає великих витрат машинного часу. Іноді не можна відразу визначити,

який метод підійде для оптимізації краще. Інформацію про це проектувальник може отримати з аналізу поточних результатів рішення. У разі необхідності можна втрутитися в процес розрахунку, навіть змінити метод аналізу, тобто адаптувати постановки задач і методи їх вирішення.

Особливо зручний такий підхід при оптимізації багатокритеріальних задач, коли приватні критерії суперечливі між собою.

Система «людина - машина» має переваги і в тому випадку, коли проектувана пристрій можна описати різними математичними моделями. Модель досить точну і, разом з тим не дуже складну для вирішення, можна вибрати компромісно також в процесі діалогу. В цілому, в процесі діалогу найбільш успішно вирішуються наступні завдання адаптації проектування:

оперативна зміна функціонально-структурної моделі пристрою «редагуванням» з метою уточнення і деталізації її складу;

заміна елементів схемами заміщення різного рівня складності та уточнення їх функціональних залежностей;

вибір алгоритмів аналізу і чисельних методів моделювання, що враховують особливості і специфіку розглянутих завдань;

заміна постановки задачі;

облік впливу статистичних та кореляційних характеристик розкиду параметрів елементів пристроїв при забезпеченні високого відсотка виходу інтегральних пристроїв.

Перелік контрольних запитань до III розділу:

- 3.1. Задача проектування є комбінаторною та задовольняє деякому критерію (-ям) оптимальності.
- 3.2. Як визначаються критерії оптимальності та основні класи задач оптимізації?
- 3.3. Що таке цільова функція і як вона вибирається?

- 3.4. Які ви знаєте основні проблеми оптимізації?
- 3.5. Напишіть розклад у ряд Тейлора.
- 3.6. Розкажіть про лінійне програмування.
- 3.7. Розкажіть про алгоритми пошуку екстремуму цільової функції методом диференційного обчислення.
- 3.8. Розкажіть про алгоритми: безперервного лінійного програмування, цілочисленого та дискретного лінійного програмування, градієнтних методів, чисельної оптимізації.

#### 4. ОСНОВНІ МЕТОДИ АНАЛІЗУ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПРИНЦИПОВИХ СХЕМ.

Одним з основних етапів проектування радіоелектронної апаратури є теоретичний аналіз електричної принципової схеми, мета якого уточнити її дійсні характеристики.

Можливість аналізу практично будь-яких електричних схем існує вже давно. Застосовувані для цього різні методи були розраховані на «ручний рахунок» і ґрунтувалися на складанні рівнянь ланцюгів в стаціонарному або динамічному режимах. Вирішуючи з різним ступенем точності отримані рівняння стану, можна проаналізувати електронний пристрій в частотній або часовій області.

Великі можливості оперативного аналізу простих і складних електричних ланцюгів відкрилися з появою електронної обчислювальної техніки, за допомогою якої вдалося формалізувати не тільки рішення рівнянь стану ланцюгів, але і їх складання. З'явилася можливість створити універсальні комплекси бібліотек програм аналізу електронних кіл.

При роботі з такими бібліотеками програм оператор перетворює пропоновану принципову схему електронного пристрою в розрахункову, де всі активні елементи замінені еквівалентними схемами. Потім складається вихідна інформація у вигляді списку елементів схеми, значень їх параметрів, таблиці з'єднань і характеристик діючих на входи схеми сигналів. За допомогою алгоритмів матрично-топологічних методів аналізу електричних ланцюгів ЕОМ становить систему рівнянь стану досліджуваної схеми. Для їх вирішення використовуються універсальні машинні програми рахунки.

Результатом обчислень отриманих систем алгебраїчних і диференціальних рівнянь є виведені на зовнішні пристрої ЕОМ значення струмів і напруг у всіх цікавлять оператора гілках і вузлах схеми в будь-які моменти часу.

Існуючі в даний час можливості оперативного і наочного втручання в обчислювальний процес ЕОМ (діалог «людина - машина») дозволяють поліпшити вихідні характеристики пристрою, змінюючи параметри його елементів.

Подальший розвиток автоматизованих методів оптимізації багато в чому скоротить обсяг робіт, що приходить на аналіз варіантів схем, але навіть самостійна роль аналізу збережеться і в майбутньому. Все більше значення приділяється інтерактивного (графічному) взаємодії оператора з обчислювальною машиною, що відрізняється найбільшою наочністю і оперативністю.

Введення графічного зображення принципової схеми в ЕОМ здійснюють по-різному. Найбільш простий метод - введення схеми по квадратах, в кожному з яких може зображуватися лише один сполучний або елементний компонент (рис. 4.1). Положення кожного компонента описується прямокутними координатами сітки. ЕОМ пізнає компоненти, визначає їх положення, складає перелік компонентів, підключених до кожного вузла, присвоює номери вузловим точкам. Бібліотека компонентів з необхідними електричними і фізичними параметрами зберігається в пам'яті ЕОМ, а їх числові параметри вводяться окремо.

Якщо в процесі аналізу схему передбачається змінювати, то можна використати інший метод введення вихідної схеми: малюють ескіз схеми, а коментарі до нього вводять з пульта у вигляді координат. Подальша зміна схеми стосується тільки коментарів, а ескіз залишається колишнім.

Вхідні сигнали можна задавати аналітично або викреслювати їх на екрані. Після закінчення розрахунків необхідні результати аналізу у вигляді графіків виводяться на екран у відповідному масштабі (частотні, тимчасові, амплітудні та інші залежності). Аналізуючи отримані залежності, проектувальник може змінити схему, параметри її елементів, а потім знову спостерігати результати аналізу на екрані.

Існують різні методи аналізу електронних схем. Вибір методу залежить від вимог до точності результатів аналізу, до швидкості рішення, а також від ступеня необхідності багаторазового зміни і уточнення вихідних даних у процесі розрахунку і т. д.

Практично всі вимоги залежать від адекватності еквівалентної схеми реальному електронному пристрою, точності і складності використовуваних моделей елементів схеми (особливо активних елементів і елементів з розподіленими параметрами). Чим точніше відповідність моделі оригіналу, тим точніше результати рахунки, але час рахунку стає абсолютно неприйнятним через труднощі рішення систем рівнянь, що характеризують енергетичний стан електричного кола.

Для прискорення рахунки в еквівалентній схемі вводять різні спрощення, що враховують конкретні умови роботи досліджуваного пристрою. Якщо це підсилювач, що працює у великому динамічному діапазоні, то моделі транзисторів в еквівалентній схемі повинні враховувати їх нелінійні властивості. При аналізі підсилювача, працюючого в широкому діапазоні частот, еквівалентна схема повинна бути частотно-залежною. Аналізуючи підсилювач в лінійному режимі, підсилювальні елементи зручно представити у вигляді лінійного чотирьохполюсника. Параметри чотирьохполюсника можна визначити експериментально або висловити їх через внутрішні параметри підсилювального елемента.

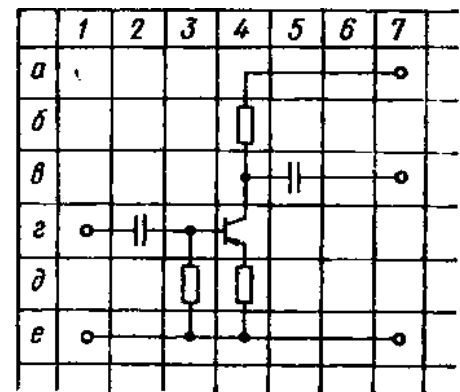


Рис. 4.1. Розбиття схеми для введення в ЕОМ

Алгоритм автоматизованого аналізу електронних схем містить наступні основні процедури: складання еквівалентної схеми аналізованого пристрою; підготовку чисельних значень параметрів еквівалентних схем для вживаних напівпровідникових елементів пристрою; введення вихідних даних в ЕОМ;

складання системи рівнянь, що описують енергетичний стан еквівалентної схеми за обраним методом; чисельне рішення систем рівнянь (алгебраїчних або диференціальних); видачу результатів аналізу на друк або графобудівник.

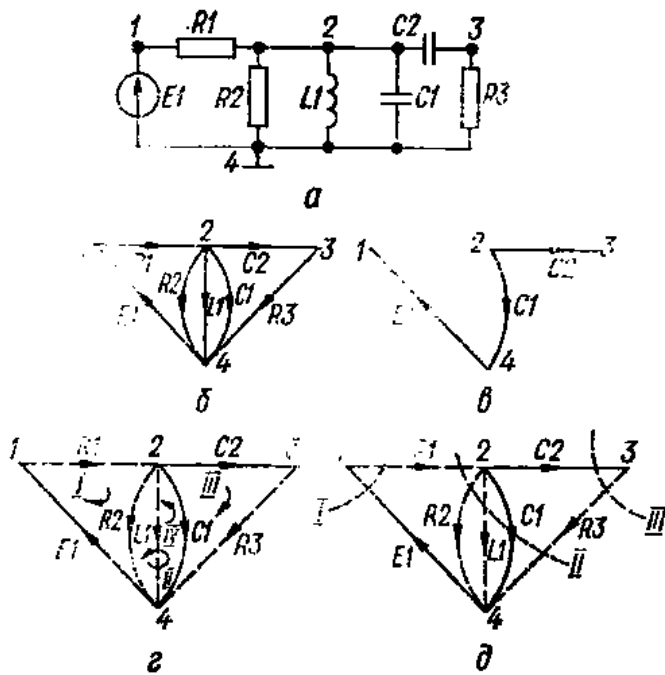


Рис. 4.2. Принципова схема ланцюга (а), її граф (б). Виділення дерева графа (в), контурів (г) і перетинів (д)

В принципі всі процедури визначають швидкість аналізу та його точність. Однак при чисельному рішенні рівнянь стану виникають істотні труднощі. Основна проблема - збільшення швидкості рахунку-забезпечується вибором ефективного методу інтегрування систем диференціальних рівнянь.

При аналізі лінійних ланцюгів широко застосовується метод лінійних чотириполюсників. Характерним для нього є простота, наочність, можливість «ручного» і

автоматизованого рахунку. Однак істотним недоліком методу є те, що він, як правило, не дозволяє досить просто здійснити частотний динамічний і часовий аналіз складного електронного пристрою.

Для вирішення задач аналізу та синтезу електричних ланцюгів широко застосовується апарат теорії графів. Пояснюється це тим, що його мова адекватна об'єктам проектування, і в той же час дозволяє абстрагуватися від конкретних об'єктів. Це дає можливість будувати математично обгрунтовані алгоритми машинного аналізу.

Теорію графів найбільш широко застосовують при аналізі електронних пристроїв. Для цього вихідну електричну еквівалентну схему представляють



орієнтованим графом, вузли якого інтерпретують точки з'єднання двополюсників, а гілки - двополюсні елементи. Незалежні джерела струму не відображають (нескінченне внутрішній опір). Граф вважається направленим, якщо на кожній гілці зазначено позитивний напрямок.

Для опису графа в теорії ланцюгів використовують різні типи матриць, які можна отримати з таблиці міжелементних з'єднань. Наприклад, для графа на рис. 4.2,б вона має наступний вигляд:

Гілки	$E_1$	$C_1$	$C_2$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$L_1$
Початковий вузол	<b>4</b>	<b>2</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>2</b>
Кінцевий вузол	<b>1</b>	<b>4</b>	<b>3</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>4</b>	<b>4</b>

Встановлено наступний порядок проходження гілок.

Таблицю з'єднання перетворюють в структурну А-матрицю, елементи якої визначають за алгоритмом

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{якщо гілка } j \text{ виходить з вузла } i \\ -1, & \text{якщо гілка } j \text{ входить у вузол } i \\ 0, & \text{якщо гілка не з'єднана з вузлом} \end{cases} .$$

Для графа на рис. 4.2,б А-матриця має вигляд

Гілки	Зв'язки						Вузли
	$E_1$	$C_1$	$C_2$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	
-1	0	0	1	0	0	0	<b>1</b>
0	1	1	-1	1	0	1	<b>2</b>
0	0	-1	0	0	1	0	<b>3</b>
1	-1	0	0	-1	-1	-1	<b>4</b>

Якщо А-матриця перераховує співвідношення вузлів і гілок, то В-матриця перераховує співвідношення контурів і гілок, елементи якої визначають за алгоритмом

$$b_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{якщо в контур } i \text{ входить гілка } j, \text{ а точки в них збігаються} \\ -1, & \text{те саме, але токи не збігаються} \\ 0, & \text{якщо елемент } j \text{ не належить контуру } i \end{cases}$$

Контуром графа є замкнутий шлях, по якому можна, вийшовши з вузла, повернутися в нього, пройшовши по кожній гілці і через кожний вузол тільки один раз.

Для графа на рис. 4.2, б контури позначені на рис. 4.2, г. В-матриця має наступний вигляд:

Гілки			Зв'язки				Контури
$E_1$	$C_1$	$C_2$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$L_1$	
1	1	0	1	0	0	0	<b>I</b>
0	-1	0	0	1	0	0	<b>II</b>
0	-1	1	0	0	1	0	<b>III</b>
0	-1	0	0	0	0	1	<b>IV</b>

У кожному графі розрізняють дерево, одержуване видаленням мінімального числа гілок для того, щоб в графі не залишилося контурів (рис. 4.2, в). Вилучені гілки називають зв'язками графа.

При виборі дерева доцільно в зв'язці виділити котушки індуктивності і деякі резистори, а джерела напруг і конденсатори залишити в складі дерева. Необхідно також врахувати, що число елементів у контурі повинно бути невеликим, що досягається вибором дерева, розгалужується з опорного вузла (точка 4 рис. 4.2, г).

Розрізняють також D-матрицю - матрицю основних перетинів. Перетин графа (рис. 4.2, д) - сукупність ребер, при розриві яких граф ділиться на два

незв'язних суграфом. Рядки D-матриці показують, які гілки включені в кожне перетин. Елементи знаходять за алгоритмом

$$d_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{якщо струм у зв'язці орієнтований як до перетину, так і до гілки} \\ -1, & \text{якщо токи протилежні} \\ 0, & \text{якщо гілка не перетинається перетином} \end{cases}$$

Для трьох перетинів графа (рис. 4.2, д) матриця має вигляд

Гілки			Зв'язки				Перетин и
$E_1$	$C_1$	$C_2$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$L_1$	
1	0	0	-1	0	0	0	<b>I</b>
0	1	0	-1	1	1	1	<b>II</b>
0	0	1	0	0	-1	0	<b>III</b>

Виділяючи в A-, B- і D-матрицях стовпці зі зв'язками, можна отримувати субматриці гілок ( $A_B, B_B, D_B$ ) та зв'язок ( $A_C, B_C, D_C$ ). Завжди слід враховувати, що

$$A = [A_B \cdot A_C]; B = [B_B \cdot B_C] = [B_B \cdot E]; D = [D_B \cdot D_C] = [E \cdot D_C],$$

де  $B_C = D_B = E$  - одиничні матриці.

При дотриманні правил розміщення стовпців і рядків між субматрицями і матрицями існують наступні залежності:  $D_C = -B_B^T$ ;  $D \cdot B^T = B \cdot D^T = 0$ , що враховується для раціонального використання пам'яті ЕОМ. Індекс «т» означає операцію транспонування матриці.

Поряд з A- і B-матрицями з K-контурями, R-Гілками і Y-вузлами введемо поняття: струми в контурах ( $j_k$ ), струми ( $i_R$ ) та напруги ( $u_R$ ) в гілках, вузлові потенціали ( $e_y$ ), які в матричній запису являють собою матриці-стовпці  $\bar{j}, \bar{i}, \bar{u}, \bar{e}$  відповідно. Якщо електричний ланцюг не містить залежних джерел, то матриця повної провідності (опору) є діагональною. Її зображують у вигляді:

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & y_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & y_R \end{bmatrix}.$$

В іншому випадку, якщо є залежні джерела, з'являється недиагональний член в стовпці, номер якого вказує ту гілку ланцюга, яка впливає на струм в розглянутій гілці.

*Закони Кірхгофа* в матричній формі для струмів у вузлі і напруг у контурах записують у вигляді  $A \bar{i} = 0$ ;  $B \bar{u} = 0$ . Співвідношення між контурними струмами  $\bar{j}$  струмами в гілках  $\bar{i}$ , а також вузловими потенціалами  $\bar{e}$  і напругами в гілках  $\bar{u}$  мають такий вигляд:  $\bar{j} = B^T \bar{i}$ ;  $\bar{u} = A^T \bar{e}$ .

Закон Ома для повного кола в матричній формі має два види запису:

$E + \bar{U} = Z (I + \bar{i})$  або  $I + \bar{i} = Y (E + \bar{u})$ , де  $I$  і  $E$  – вектори-стовпці джерел струмів і напруг.

У загальному вигляді завдання аналізу електричного кола можна сформулювати наступним чином: дано ланцюг, який описується топологічними  $A$ -,  $B$ -,  $D$ -матрицями, матрицями повних опорів  $Z$  і провідностей  $Y$ , вектором джерел струмів  $I$  або напруг  $E$ . Необхідно знайти напруги  $\bar{u}$  чи струми  $\bar{i}$  в елементах ланцюга, що задовольняють законам Кірхгофа і Ома.

Існують чотири основні методи вирішення цієї задачі в матричній формі, кожен з яких використовує топологічні матриці і закони електричних ланцюгів: метод контурних струмів, метод вузлових потенціалів, метод перерізів і метод змінних стану.

*Метод контурних струмів.* Користуючись законами Ома і Кірхгофа, можна отримати вираз для контурних струмів

$$\bar{j} = (BZB^T)^{-1} B(E - ZI),$$

де  $(BZB^T)^{-1}$  - матриця рішень, що представляє зворотний матрицю повних контурних опорів.

*Метод вузлових потенціалів.* Полягає у вирішенні рівняння

$$\bar{e} = (AYA^T)^{-1} A(I - YE),$$

де  $(AYA^T)^{-1}$  - матриця рішень, що представляє зворотний матрицю повних провідностей.

*Метод перерізів.* Рішення для напруг гілок дерева спрямованого графа в цьому випадку представляють у вигляді

$$\bar{u}_B = (DYD^T)^{-1} D(I - YE),$$

де  $(DYD^T)^{-1}$  - матриця рішень;  $\bar{u}_B$  - матриця напруг тільки на гілках дерева.

*Метод змінних стану.* Змінна стану - це величина, що характеризує енергію в досліджуваній електричного кола, тобто стан ланцюга. В якості змінних стану зазвичай вибирають струми в індуктивностях і напруга на конденсаторах. Це дозволяє описати складні електричні кола не одним диференціальним рівнянням  $n$ -го порядку, а системою  $n$  диференціальних рівнянь першого порядку. Вирішення таких систем рівнянь здійснюють на ЕОМ. Вибір в якості змінних стану струму в індуктивності та напруги на конденсаторі пояснюється тим, що ці змінні безпосередньо визначають енергію, запасену в ланцюзі.

Якщо  $i_j$  - струм в котушці індуктивності  $L_j$ ,  $u_j$  - напруга на конденсаторі  $C_j$ , то повна енергія, запасена в ланцюзі, що складається з  $k$  котушок індуктивності і  $(n-k)$  конденсаторів,

$$W = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k L_j i_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=k+1}^n C_j u_j^2.$$

Однак в якості змінних стану можуть бути використані й інші напруги і струми. Наприклад, струм  $i$  в ланцюзі, контурі, гілці та його похідна  $di/dt$ . В цьому випадку напруга в гілці L і R можна виразити як суму  $u = L \frac{di}{dt} + Ri$ .

В якості змінних можна використовувати вихідний параметр і його похідні, наприклад  $u_{вих}$  і  $du_{вих}/dt$ .

Для порівняння звичайного методу дослідження перехідних процесів за допомогою диференціального рівняння з методом змінних Стани розглянемо просту коливальну електричний ланцюг (рис. 4.3). Застосовуючи закон Кірхгофа, запишемо диференціальні рівняння

$$R_1 i_1 + \frac{1}{C} \int i_1 dt - \frac{1}{C} \int i dt = u_{ex} \quad (4.1)$$

$$R_2 i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - \frac{1}{C} \int i_1 dt = 0 \quad (4.2)$$

$$R_2 i = u_{вих}$$

Для виключення інтегралів диференціюємо систему (4.1), (4.2) і зводимо її до одного рівняння

$$u''_{вих} + \left( \frac{R_2}{L} + \frac{1}{RC} \right) u'_{вих} + \frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_{вих} = \frac{1}{LC} \frac{R_2}{R_1} u_{ex}$$

враховуючи, що

$$u'_{вих} = du_{вих}/dt, \quad u''_{вих} = d^2 u_{вих}/dt^2.$$

Отримане диференціальне рівняння другого порядку з

однієї невідомої  $u_{вих}$  можна проінтегрувати

якими відомими аналітичними або чисельними методами.

Для вирішення тієї ж задачі методом

змінних стану в якості змінних вибираємо

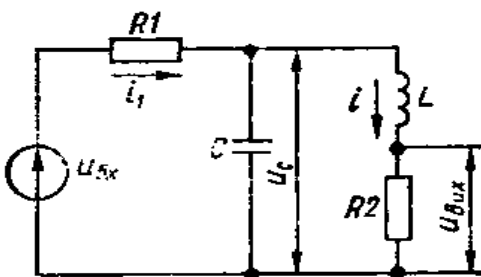


Рис. 4.3. Принципова схема паралельного контуру

струм  $I$  в котушці індуктивності  $L$  і напруга  $u_c$  на конденсаторі  $C$ . При цьому враховуємо, що струм і напруга на  $L$  і  $C$  пов'язані з похідними напруги і струму співвідношеннями

$$u_L = Li'; i_C = Cu'_C$$

У свою чергу,  $u_L$  і  $i_C$  можна виразити через  $u_{вих}$ ,  $u_C$  і струм  $i$ :

$$Li' = u_C - R_2 i; Cu'_C = u_{вих}/R_1 - u_C/R_1 - i.$$

Після перетворень до стандартного вигляду отримуємо

$$\left. \begin{aligned} i' &= -\frac{R_2}{L}i + \frac{1}{L}u_C + 0u_{вих} \\ u'_C &= -\frac{1}{C}i - \frac{1}{R_1 C}u_C + \frac{1}{R_1 C}u_{вих} \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

У матричній формі система (34) має наступний вигляд:

$$\begin{bmatrix} i' \\ u'_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2/L & 1/L \\ -1/C & -1/R_1 L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/R_1 C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{вих} \\ u_{вих} \end{bmatrix}$$

Систему диференціальних рівнянь першого порядку в матричній формі вирішують за стандартними алгоритмами на ЕОМ і потім по знайденому струму  $i$  визначають  $u_{вих} = R_2 i$ . Метод змінних стану особливо зручний для аналізу складних ланцюгів на ЕОМ.

Нехай ланцюг в загальному вигляді містить до котушок індуктивності,  $(n-k)$  конденсаторів,  $m$  входів. Змінними стану є струми в котушках індуктивності  $i_1, i_2, \dots, i_k$  і напруги на конденсаторах  $u_{k+1}, u_{k+2}, \dots, u_n$ .

Систему з  $n$  диференціальних рівнянь першого порядку для такого ланцюга можна представити в матричній формі

$$\begin{bmatrix} i_1' \\ \dots \\ i_k' \\ u_{k+1}' \\ \dots \\ u_n' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[ \frac{R_{ji}}{L_j} \right] & \left[ \frac{E_{ji}}{L_j} \right] \\ \left[ \frac{H_{ji}}{C_j} \right] & \left[ \frac{G_{ji}}{C_j} \right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \dots \\ i_k \\ u_{k+1} \\ \dots \\ u_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left[ \frac{F_{ji}}{L_j} \right] \\ \left[ \frac{K_{ji}}{C_j} \right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_m \end{bmatrix}.$$

Тут розмірність субматриць наступна:

$$\begin{aligned} \left[ \frac{R_{ji}}{L_j} \right] &- (k \cdot k); & \left[ \frac{E_{ji}}{L_j} \right] &- (k \cdot (n-k)); & \left[ \frac{H_{ji}}{C_j} \right] &- ((n-k) \cdot k); \\ \left[ \frac{G_{ji}}{C_j} \right] &- ((n-k) \cdot (n-k)); & \left[ \frac{F_{ji}}{L_j} \right] &- (r \cdot m); & \left[ \frac{K_{ji}}{C_j} \right] &- ((n-k) \cdot m); \end{aligned}$$

де  $C_j, L_j$  - ємності й індуктивності;  $x$  - вхідні струми і напруги на  $m$ -входах, решта - розмірні та безрозмірні коефіцієнти. Проінтегрувавши систему рівнянь, отримаємо необхідну рішення.

Крім звичайних процедурних переваг такий підхід до аналізу складних ланцюгів дає можливість більш повно досліджувати процеси, що відбуваються в кожному елементі цього ланцюга.

Перелік контрольних запитань до IV розділу:

- 4.1. Яка ціль теоретичного аналізу електричної принципової схеми?
- 4.2. Які рівняння використовують для аналізу електронного пристрою у частотній та часовій областях?
- 4.3. Що таке алгоритми матрично-топологічних методів аналізу електричних ланцюгів?
- 4.4. Що дає на виході ЕОМ при рішенні алгебраїчних та диференціальних рівнянь для гілок та вузлів вихідної електричної схеми?



- 4.5. Які вихідні дані дають для ЕОМ?
- 4.6. Які існують методи при введенні графічного зображення принципової електричної схеми пристрою в ЕОМ?
- 4.7. Де зберігається бібліотека компонентів схеми з необхідними електричними та фізичними параметрами, та як вводяться чисельні значення параметрів схеми?
- 4.8. Як представити еквівалентну схему для аналізу підсилювача, що працює у лінійному режимі?
- 4.9. Які основні процедури включає алгоритм автоматизованого аналізу електронних схем?
- 4.10. Який метод використовують при аналізі лінійних ланцюгів?
- 4.11. Які недоліки методу лінійних чотиріполюсників?
- 4.12. В чому полягає суть методу використання апарату теорії графів для аналізу та синтезу електронних ланцюгів?
- 4.13. Які типи матриць використовують для опису графів?
- 4.14. Як записуються в матричній формі закони Кірхгофа, Ома?
- 4.15. Де і як використовують методи: контурних струмів, вузлових потенціалів, змінних станів, перетинів?

## 5. ЧУТЛИВІСТЬ І ШУМОВІ ПАРАМЕТРИ РЕЗ.

Радіоелектронні засоби (РЕЗ), призначені для прийому слабких сигналів, називають радіоприймальними пристроями (РПрП) і характеризують найважливішим якісним показником - чутливістю. Розрізняють граничну і реальну чутливість.

**Г р а н и ч н а** чутливість визначається рівнем гармонійного корисного вхідного сигналу, при якому відношення потужності сигналу до потужності шуму ( $P_c/P_{ш}$ ) на виході лінійної частини дорівнює 1. Вона характеризує якість вхідної частини РПрУ без урахування спектру сигналу.

**Р е а л ь н а** чутливість характеризується граничним рівнем вхідного сигналу, при якому забезпечується заданий ймовірність його виявлення, а коефіцієнт посилення викликає заданої ймовірності помилкової тривоги.

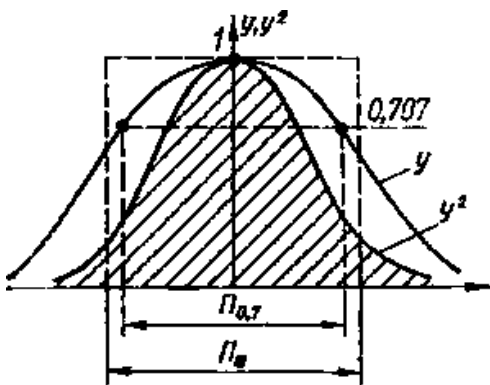


Рис. 5.1. Визначення шумової смуги пропускання по АЧХ.

Головним чинником, що обмежує чутливість, є постійно діючі неорганізовані перешкоди природного походження. До них відносяться зовнішні та внутрішні шуми. На довгих, середніх і коротких хвилях основні шуми - зовнішні (промислового, атмосферного, земного, космічного походження). У УКХ діапазоні шуми, в основному, космічні та внутрішні. Джерелами останніх є підсилювальні прилади, діоди, резистори, контури, хвилеводи.

Причина шумів - тепловий рух зарядів (електронів, іонів, дірок). У зв'язку з дискретною природою носіїв заряду спектр шумів великий і практично рівномірний у всьому використовуваному діапазоні радіочастот (спектральна щільність  $10^{-21} \dots 10^{-22}$  Вт/Гц). Пройшовши лінійний виборчий тракт сучасного приймача, зовнішні шуми, шуми перших каскадів з середньою амплітудою

0,1 ... 10 мкВ посилюються до одиниць вольт і більше, фільтруються і утворюють на виході шумові імпульси амплітудою до одиниць вольт, середньою тривалістю  $\bar{t}_{ш} \approx 2/\Pi$  ( $\Pi$  - смуга пропускання приймача) і середньою шпаруватістю  $\bar{Q}_{ш} \approx 2$ . Ці імпульси маскують слабкі сигнали і перевантажують вихідні каскади.

Шумова напруга (струм) вважають приналежним резистору (провідності  $G$ ). Відповідно до формули Найквіста квадрат діючого значення шумової напруги або струму визначають за виразом

$$U_{ш}^2 = 4kTR\Pi_{ш}; I_{ш}^2 = 4kTG\Pi_{ш},$$

де  $kT$  - енергія флюктуації на одне коливання;  $k$  - постійна Больцмана;  $T$  -

абсолютна температура;  $\Pi_{ш} = \int_0^{\infty} y^2 df$  - інтегральна (шумова) смуга

пропускання;  $y$  - нормована АЧХ.

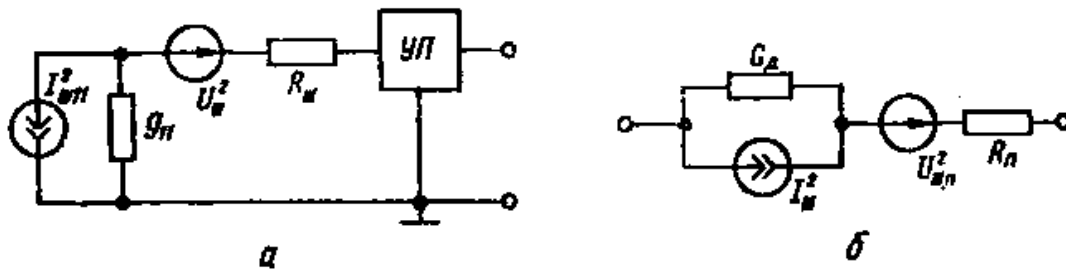


Рис. 5.2. Еквівалентна шумова схема триполюсного УП (а) і діода (б)

Для РПрП з високою вибірковістю  $\Pi_{ш} \approx \Pi_{0.7}$  (смуга пропускання приймача по рівню  $1/\sqrt{2}$ ) (рис. 5.1).

Активні елементи (транзистори, діоди, лампи) є основними джерелами шумів, причиною яких є дробовий ефект (нерівномірність емісії), флюктуації перерозподілу струму між електродами, вхідна провідність підсилювального трьохполюсника та ін. Їх зручно приписувати для триполюсного УП двом джерелам шумів  $R_{ш}$  і  $g_{ш}$  на вході (рис. 5.2, а), вважаючи його нешумливим. Тут

під  $R_{ш}$  розуміють такий фіктивний опір, який, будучи підключеним до входу умовно нешумливого УП, створює на його виході такі ж шуми, як і реальний УП при  $T = T_0 = 293^\circ$ . Величину для УП приводять в довідниках.

Інтенсивність шумів розраховують за формулами

$$U_{ш}^2 = 4kT_0 R_{ш} \Pi_{ш}; I_{ш11}^2 = 4kT_0 \gamma_{11} g_{11} \Pi_{ш}$$

де  $\gamma_{11} = \frac{T_{11}}{T_0} > 1$  - відносна шумова температура провідності, що приводиться в довідниках

У всіх діодах джерелом шуму є насамперед дробовий шум  $I_{ш}$ , обумовлений постійною складовою струму діода  $I_0$  ( $I_{ш}^2 \approx 2eI_0 R_{II} \Pi_{ш}$ ), а в напівпровідникових діодах також тепловий шум на опорі втрат діода  $R_{II}$  (рис. 5.2, б):

$$U_{ш.п}^2 = 4kT_0 R_{II} \Pi_{ш}.$$

Будь-який структурний елемент лінійного тракту РЕЗ можна представити лінійним шумливим чотирьохполюсником. Шумові властивості його оцінюють коефіцієнтом шуму  $K_{ш}$ , що дорівнює відношенню  $P_c/P_{ш}$  на вході до  $P_c/P_{ш}$  на виході. Структурний елемент завжди вносить додаткові шуми, тому

$$K_{ш} = \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх} / \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вих} > 1 \quad (5.1)$$

Якщо  $P_{ш заг}$  - загальна потужність шумів,  $P_{ш дж}$  - потужність шумів тільки джерела сигналу для структурного елемента, то можна вважати

$$K_{ш} = \left( \frac{P_{ш заг}}{P_{ш дж}} \right)_{вх вих}, \text{ де обидві порівнювані величини перераховані до входу чи}$$

виходу чотирьохполюсника. Оскільки всі потужності виділяються на одній і тій же навантаженні (вхідний або вихідний), то можна уявити

$$K_{ш} = \left( \frac{I_{ш\ заг}^2}{I_{ш\ дж}^2} \right)_{вх\ вих} = \left( \frac{U_{ш\ заг}^2}{U_{ш\ дж}^2} \right)_{вх\ вих} .$$

Для порівняння різних чотириполіусників по шумовим властивостям за допомогою  $K_{ш}$  оперують номінальними потужностями, коефіцієнтом підсилення номінальної потужності і використовують стандартний джерело вхідних шумів, узгоджений зі своєю навантаженням ( $G_{дж} = G_{вх}$ ) при температурі  $T_0 = 293^\circ$  .

Оскільки шуми пропорційні температурі, зручно виражати потужність і коефіцієнт шуму через температуру  $T_e$  . Під еквівалентної шумової температурою  $T_e$  розуміють температуру, яку повинне мати омичний опір, щоб його номінальна потужність шумів була дорівнює номінальній потужності власних шумів чотириполіусника, тобто  $P_{ш\ дж} = P_{ш\ в.н.}$  .

Так як  $P_{ш\ дж} = kT_e \Pi_{ш}$ , то  $kT_e \Pi_{ш} = (K_{ш} - 1)kT_0 \Pi_{ш} K_{р\ дж}$ . Звідси

$T_{е\ вих} = (K_{ш} - 1)T_0 K_{р\ дж}$  по виходу чотириполіусника і  $T_{е\ вх} = (K_{ш} - 1)T_0$  по його входу.

Відносні еквівалентні шумові температури

$$\gamma_{вих} = T_{е\ вих} / T_0 = (K_{ш} - 1)K_{рн}; \quad \gamma_{вх} = (K_{ш} - 1)$$

Зі збільшенням числа послідовно включених шумливих чотириполіусників росте  $K_{ш\ заг}$  і  $T_{е\ заг}$  за наступними законами:

$$K_{ш\ заг} = K_{ш1} + \sum_{i=2}^n \frac{K_{ш\ i} - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} K_{р\ j}}$$

$$T_{е\ вх\ заг} = T_{е\ вх1} + \sum_{i=2}^n \frac{K_{е\ вх\ i}}{\prod_{j=1}^{i-1} K_{р\ j}}$$

З цих виразів видно, що основний вплив на шумові властивості надає перший чотиріполіусник. Чим менше його  $K_{ш1}, T_{e1}$  і більше  $K_{pj}$ , тим краще шумові властивості. Якщо чотиріполіусники узгоджені, то  $K_{pj} = K_{pнj}$ . У протилежному випадку в вираз для  $K_{ш заг}$  і  $T_{e вх заг}$  необхідно підставляти значення  $K_{pj} = K_{pнj} \cdot L_{max j}$ , де

$$L_{max j} = (1 + A_1 A_2)^2 / (4A_1 A_2)$$

- максимальні втрати за рахунок неузгодженості між каскадами;  $A_1$  - КСВ на виході  $j$ -го елемента;  $A_2$  - КСВН на вході  $j+1$ -го елемента.

Для отримання мінімального коефіцієнта  $K_{ш заг}$  необхідно першим включити чотиріполіусник, у якого найменша міра шуму

$$M_{ш i} = \frac{K_{ш i} - 1}{1 - 1/K_{пн i}}$$

Таким чином, метою дослідження шумових характеристик лінійних електричних ланцюгів є визначення сумарного шумового ефекту усіх джерел. Цю задачу можна вирішувати різно. Можна скористатися принципом суперпозиції, що дозволяє розглянути проходження шумових коливань незалежно один від одного, теоремою про еквівалентний генератор (еквівалентний перенесення шумових генераторів напруги і струму) та ін. Вихідними даними для будь-якого аналізу є шумові характеристики окремих двох- і трьохполіусників, що входять в загальний чотиріполіусник.

Перелік контрольних запитань до V розділу:

- 5.1. Якими якісними показниками чутливості характеризується радіоприймальний пристрій?
- 5.2. Чим визначається гранична чутливість?
- 5.3. Як характеризується реальна чутливість?
- 5.4. Що таке неорганізована завада природного походження?
- 5.5. Які ви знаєте зовнішні та внутрішні шуми? Яка основна причина шумів?
- 5.6. Прокоментуйте формулу Найквіста.
- 5.7. Що таке дробовий шум?

## 6. АНАЛІЗ КІЛ МЕТОДОМ $n$ -ПОЛЮСНИКІВ

У загальному випадку електронні пристрої, які мають  $n$  зовнішніх затискачів, можна розглядати як  $n$ -поліусник. По числу зовнішніх затискачів їх поділяють на багатополіусників, чотириполіусники (рис. 6.1, а) і двополіусників.

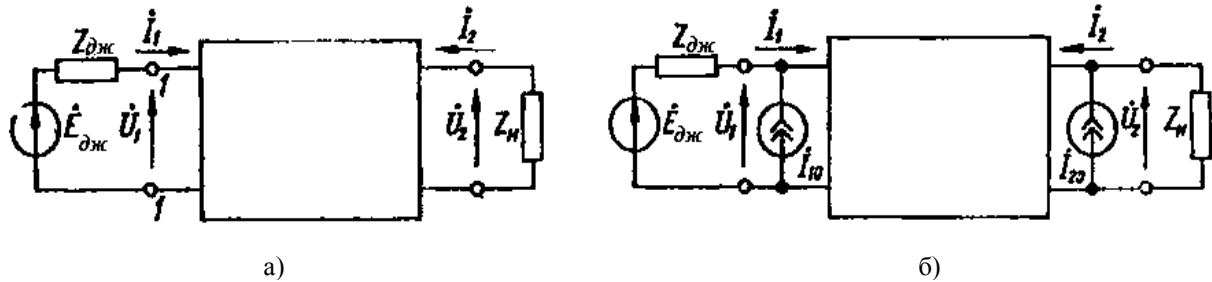


Рис. 6.1. Схема навантаженого чотириполіусника (а) і уявлення автономного чотириполіусника неавтономним (б)

Теорія  $n$ -поліусників дозволяє обчислити внутрішні параметри електричних ланцюгів будь-якого ступеня складності, зовнішні параметри навантажених  $n$ -поліусників, розглядати складний  $n$ -поліусник як з'єднання більш простих  $n$ -поліусників, виробляти синтез ланцюгів як з зосередженими, так і з розподіленими параметрами [12,18],

Класифікують  $n$ -поліусник за різними ознаками:

за типом елементів, що входять до їх складу. Великий клас  $n$ -поліусників складають LC-, LR-і RC-ланцюги. RLC-ланцюги представляють клас  $n$ -поліусників, що складаються з трьох типів елементів. До них же відносять RSA-ланцюги, що містять підсилювальний елемент А. Елементи можуть бути із зосередженими або розподіленими параметрами;

за ознакою лінійності  $n$ -поліусник ділять на лінійні і нелінійні. Як правило, розглядають лінійні  $n$ -поліусники, для яких досить добре розроблений математичний апарат.

Якщо всередині  $n$ -поліусника містяться залежні чи незалежні джерела електричної енергії, то його відносять до неавтономних або автономних  $n$ -



поліосник відповідно. Якщо в  $n$ -поліосник поряд з незалежним джерелом є хоча б один залежний, то його вважають неавтономним (еквівалентні схеми транзисторів, електронних ламп п інших ланцюгів). Аналіз  $n$ -поліосника з незалежними джерелами енергії зводиться до аналізу звичайних неавтономних чотириполіосників, якщо ці джерела врахувати додатковими складовими струмів (рис. 6.1,б) або напруг;

з а в л а с т и в о с т я м и с х е м и  $n$ -поліосника. Розрізняють зворотні (взаємні) і незворотні (невзаємні)  $n$ -поліосники. Якщо відношення напруги на вхідних затискачах до струму в вихідних не залежить від того, які затиски вхідні і вихідні, то  $n$ -поліосник зворотний (всі пасивні чотириполіосники оборотні), в іншому випадку  $n$ -поліосник незворотний.

Можлива класифікація  $n$ -поліоснику за багатьма іншими ознаками: по конфігурації (симетричні і несиметричні із загальним затиском або без нього), по числу елементів, по потужності, що розсіюється і т. д.

**Чотириполіосник.** Найбільша кількість електричних ланцюгів відносять до чотириполіосника, у яких можна виділити дві пари затискачів. Прикладом може бути підсилювач, ланцюг його зворотного зв'язку, підсилювальний елемент (транзистор, підсилювальна мікросхема тощо), довга лінія та інші пристрої. Будь-який лінійний чотириполіосник характеризують струми і напруги ( $\dot{U}_1, \dot{I}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_2$ ) на його затискачах, одні з яких є вхідними, а інші - вихідними. Струми і напруги на затискачах взаємно пов'язані, і завжди можна знайти дві з цих величин, якщо відомі дві інші. Коефіцієнти, що зв'язують зовнішні струми і напруги чотириполіосника, називаються типовими характеристиками або внутрішніми параметрами.

Можливі шість способів подання функціональних залежностей між зовнішніми струмами і напругами чотириполіосника системами двох незалежних рівнянь. Кожній системі рівнянь відповідає чотири параметри.

Типові параметри поділяють на три групи: іммітансні параметри  $Z$  і  $Y$ , параметри передачі  $A$  і  $B$  та гібридні параметри  $H$  і  $G$ . Враховуючи основні

властивості матриць, системи рівняння, що зв'язують струми і напруги чотириполіусників, можна представити через їхні типові параметри в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = [Z] \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix}; \\ \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} &= [B] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ -\dot{I}_1 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = [G] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (6.1)$$

У даних виразах  $[Y]$ ,  $[Z]$ ,  $[A]$  являють собою спрощені записи відповідних матриць. Найбільшого поширення набули  $Y$ -,  $Z$ - і  $A$ -матриці параметрів. Внутрішні типові параметри чотириполіусників можна визначити, якщо на відповідних їхніх затискачах здійснювати режим холостого ходу або короткого замикання.

Всі системи внутрішніх параметрів тісно пов'язані між собою, і завжди можна перейти від однієї системи до іншої (табл. 6.1 і 6.2). Отриманим системам рівнянь можна привести у відповідність еквівалентні схеми і моделі чотириполіусника, що не містять джерел енергії (для пасивних чотириполіусників) або містять один або два залежних джерела енергії для активних ланцюгів (рис. 6.2)

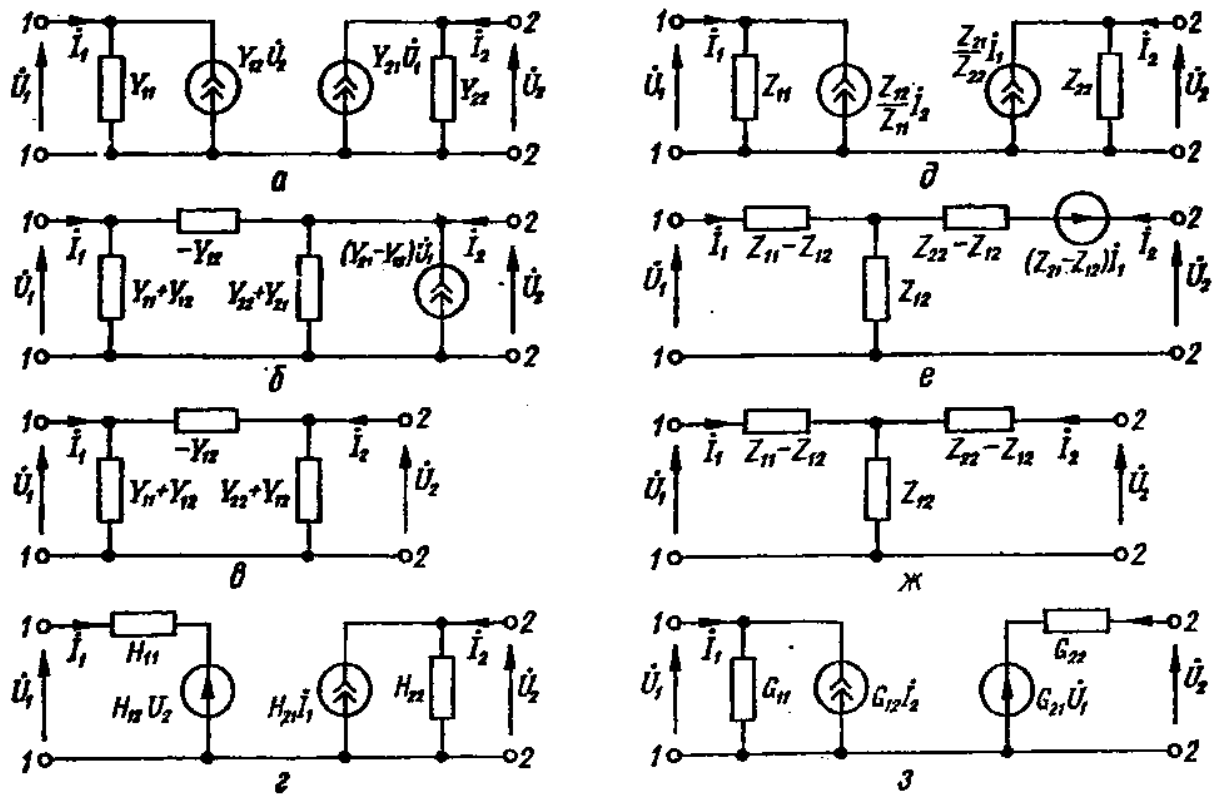


Рис. 6.2. Основні схеми заміщення чотириполюсника в системі  
 Y-параметрів (а, б, в), Z-параметрів (з, е, ж), H-параметрів (г), G-параметрів (з)

Таблиця 6.1. Таблиця заміни параметрів чотирьохполюсника.

Пара- метр	Z	Y	A	B	H	G
Z	$Z_{11}$ $Z_{12}$	$\frac{Y_{22}}{\Delta Y}$ $\frac{-Y_{12}}{\Delta Y}$	$\frac{A_{11}}{A_{22}}$ $\frac{\Delta A}{A_{21}}$	$\frac{B_{22}}{B_{21}}$ $\frac{1}{B_{21}}$	$\frac{\Delta H}{H_{22}}$ $\frac{H_{12}}{H_{23}}$	$\frac{1}{G_{11}}$ $\frac{-G_{12}}{G_{11}}$
	$Z_{21}$ $Z_{22}$	$\frac{-Y_{21}}{\Delta Y}$ $\frac{Y_{11}}{\Delta Y}$	$\frac{1}{A_{21}}$ $\frac{A_{22}}{A_{21}}$	$\frac{\Delta B}{B_{21}}$ $\frac{B_{11}}{B_{21}}$	$\frac{-H_{21}}{H_{22}}$ $\frac{1}{H_{23}}$	$\frac{G_{21}}{G_{11}}$ $\frac{\Delta G}{G_{11}}$
Y	$\frac{Z_{22}}{\Delta Z}$ $\frac{-Z_{12}}{\Delta Z}$	$Y_{11}$ $Y_{12}$	$\frac{A_{22}}{A_{12}}$ $\frac{-\Delta A}{A_{12}}$	$\frac{B_{11}}{B_{12}}$ $\frac{-1}{B_{12}}$	$\frac{1}{H_{11}}$ $\frac{-H_{12}}{H_{11}}$	$\frac{\Delta G}{G_{22}}$ $\frac{G_{12}}{G_{22}}$
	$\frac{-Z_{21}}{\Delta Z}$ $\frac{Z_{11}}{\Delta Z}$	$Y_{21}$ $Y_{22}$	$\frac{-1}{A_{12}}$ $\frac{A_{11}}{A_{12}}$	$\frac{-\Delta B}{B_{12}}$ $\frac{B_{22}}{B_{12}}$	$\frac{H_{21}}{H_{11}}$ $\frac{\Delta H}{H_{11}}$	$\frac{-G_{21}}{G_{22}}$ $\frac{1}{G_{22}}$
A	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$ $\frac{\Delta Z}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$ $\frac{-1}{Y_{21}}$	$A_{11}$ $A_{12}$	$\frac{B_{22}}{\Delta B}$ $\frac{B_{12}}{\Delta B}$	$\frac{-\Delta H}{H_{21}}$ $\frac{H_{11}}{H_{21}}$	$\frac{1}{G_{21}}$ $\frac{G_{22}}{G_{21}}$
	$\frac{1}{Z_{21}}$ $\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-\Delta Y}{Y_{21}}$ $\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$A_{21}$ $A_{22}$	$\frac{B_{21}}{\Delta B}$ $\frac{B_{11}}{\Delta B}$	$\frac{-H_{22}}{H_{21}}$ $\frac{-1}{H_{21}}$	$\frac{G_{11}}{G_{21}}$ $\frac{\Delta G}{G_{21}}$
B	$\frac{Z_{22}}{Z_{12}}$ $\frac{\Delta Z}{Z_{12}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{12}}$ $\frac{-1}{Y_{12}}$	$\frac{A_{22}}{\Delta A}$ $\frac{A_{12}}{\Delta A}$	$B_{11}$ $B_{12}$	$\frac{1}{H_{12}}$ $\frac{H_{11}}{H_{12}}$	$\frac{-\Delta G}{G_{12}}$ $\frac{-G_{22}}{G_{12}}$
	$\frac{1}{Z_{12}}$ $\frac{Z_{11}}{Z_{12}}$	$\frac{-\Delta Y}{Y_{12}}$ $\frac{-Y_{22}}{Y_{12}}$	$\frac{A_{21}}{\Delta A}$ $\frac{A_{11}}{\Delta A}$	$B_{21}$ $B_{22}$	$\frac{H_{22}}{H_{12}}$ $\frac{\Delta H}{H_{12}}$	$\frac{-G_{11}}{G_{12}}$ $\frac{-1}{G_{12}}$
H	$\frac{\Delta Z}{Z_{22}}$ $\frac{Z_{12}}{Z_{22}}$	$\frac{1}{Y_{11}}$ $\frac{-Y_{12}}{Y_{11}}$	$\frac{A_{12}}{A_{22}}$ $\frac{\Delta A}{A_{22}}$	$\frac{B_{12}}{B_{11}}$ $\frac{1}{B_{11}}$	$H_{11}$ $H_{12}$	$\frac{G_{22}}{\Delta G}$ $\frac{-G_{12}}{\Delta G}$
	$\frac{-Z_{31}}{Z_{22}}$ $\frac{1}{Z_{22}}$	$\frac{Y_{21}}{Y_{11}}$ $\frac{\Delta Y}{Y_{11}}$	$\frac{-1}{A_{22}}$ $\frac{A_{21}}{A_{22}}$	$\frac{-\Delta B}{B_{11}}$ $\frac{B_{21}}{B_{11}}$	$H_{21}$ $H_{22}$	$\frac{-G_{21}}{\Delta G}$ $\frac{G_{11}}{\Delta G}$
G	$\frac{1}{Z_{11}}$ $\frac{-Z_{12}}{Z_{11}}$	$\frac{\Delta Y}{Y_{22}}$ $\frac{Y_{12}}{Y_{22}}$	$\frac{A_{21}}{A_{11}}$ $\frac{-\Delta A}{A_{11}}$	$\frac{B_{21}}{B_{22}}$ $\frac{-1}{B_{22}}$	$\frac{H_{22}}{\Delta H}$ $\frac{-H_{12}}{\Delta H}$	$G_{11}$ $G_{12}$
	$\frac{Z_{21}}{Z_{11}}$ $\frac{\Delta Z}{Z_{11}}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{22}}$ $\frac{1}{Y_{22}}$	$\frac{1}{A_{11}}$ $\frac{A_{12}}{A_{11}}$	$\frac{\Delta B}{B_{21}}$ $\frac{B_{12}}{B_{21}}$	$\frac{-H_{21}}{\Delta H}$ $\frac{H_{11}}{\Delta H}$	$G_{21}$ $G_{22}$

Таблиця 6.2. Таблиця визначників для заміни параметрів.

Пара-метр	Z	Y	A	B	H	G
$\Delta Z$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{1}{\Delta Y}$	$\frac{A_{12}}{A_{21}}$	$\frac{B_{12}}{B_{21}}$	$\frac{H_{11}}{H_{22}}$	$\frac{G_{22}}{G_{11}}$
$\Delta Y$	$\frac{1}{\Delta Z}$	$\frac{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}{Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{A_{21}}{A_{12}}$	$\frac{B_{21}}{B_{12}}$	$\frac{H_{22}}{H_{11}}$	$\frac{G_{11}}{G_{22}}$
$\Delta A$	$\frac{Z_{12}}{Z_{21}}$	$\frac{Y_{12}}{Y_{21}}$	$\frac{A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}}{A_{12}A_{21}}$	$\frac{1}{\Delta B}$	$-\frac{H_{12}}{H_{21}}$	$-\frac{G_{12}}{G_{21}}$
$\Delta B$	$\frac{Z_{21}}{Z_{12}}$	$\frac{Y_{21}}{Y_{12}}$	$\frac{1}{\Delta A}$	$\frac{B_{11}B_{22} - B_{12}B_{21}}{B_{12}B_{21}}$	$-\frac{H_{21}}{H_{12}}$	$-\frac{G_{21}}{G_{12}}$
$\Delta H$	$\frac{Z_{11}}{Z_{22}}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}}$	$\frac{A_{11}}{A_{22}}$	$\frac{B_{22}}{B_{11}}$	$\frac{H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}}{H_{12}H_{21}}$	$\frac{1}{\Delta G}$
$\Delta G$	$\frac{Z_{22}}{Z_{11}}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{22}}$	$\frac{A_{22}}{A_{11}}$	$\frac{B_{11}}{B_{22}}$	$\frac{1}{\Delta H}$	$\frac{G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21}}{G_{12}G_{21}}$

При аналізі складних ланцюгів зручно розглядати їх не як один чотириполюсник, а як сукупність різних більш простих чотириполюсників. Якщо відомо співвідношення між параметрами загального чотириполюсника і параметрами кожного з складових його простих чотириполюсників, то розрахунки електричних ланцюгів значно полегшуються.

Найбільшого поширення знаходять п'ять основних способів з'єднання чотириполюсників: каскадне, паралельне, паралельно-послідовний, послідовно-паралельне і послідовне (рис. 6.3). Кожному з'єднанню властива своя система типових параметрів, використовуючи яку можна визначити типові параметри загального чотириполюсника.

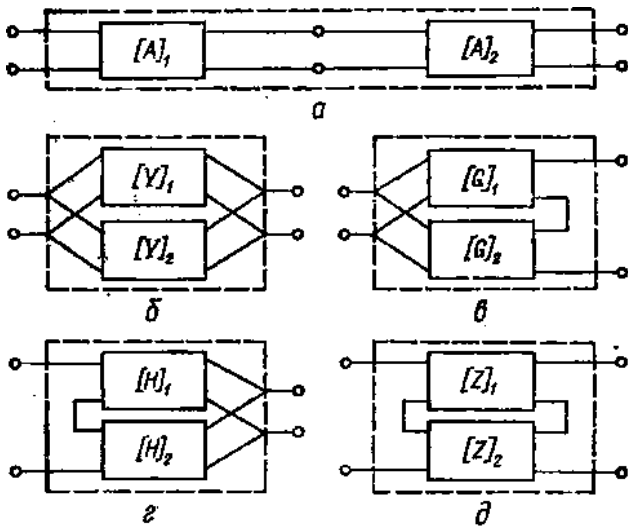


Рис. 6.3. Каскадне (а), паралельне (б), паралельно-послідовне (в), послідовно-паралельне (г) і послідовне (д) з'єднання чотириполіусників.

Для каскадного з'єднання (рис. 6.3, а) зручно використовувати А-параметри передачі. Якщо для одного з чотириполіусників притаманна матриця  $[A]_1$ , а для іншого  $[A]_2$ , то загальну матрицю А-параметрів визначають як добуток А-матриць каскадно з'єднаних матриць:

$$[A] = [A]_1 [A]_2.$$

Для паралельного з'єднання (рис. 6.3, б) проводиться підсумовування Y-параметрів:

$$[Y] = [Y]_1 + [Y]_2.$$

Для паралельно-послідовного, послідовно-паралельного

і послідовного з'єднань (рис. 6.3, в, г, д):

$$[G] = [G]_1 + [G]_2; [H] = [H]_1 + [H]_2; [Z] = [Z]_1 + [Z]_2$$

У разі однотипного з'єднання  $N$  чотириполіусників наведені вирази приймають такий вигляд:

$$[A] = \sum_{i=1}^N [A]_i; [Y] = \sum_{i=1}^N [Y]_i; [G] = \sum_{i=1}^N [G]_i; [H] = \sum_{i=1}^N [H]_i; [Z] = \sum_{i=1}^N [Z]_i$$

**Основні типи простих чотириполіусників.** У радіоелектроніці широко застосовуються такі елементи, які зручно представити у вигляді простих чотириполіусників: підсилювальні елементи (електронні лампи, транзистори, інтегральні мікросхеми підсилувачів), ідеальні трансформатори, конвертори знака опору, гіратори, лінії зв'язку.

Підсилювальні елементи (ПЕ) є нелінійними керованими елементами, але при малих сигналах (для транзисторів  $U_m < (15 \dots 20) \text{ мВ}$ ) характеристики їх можна вважати лінійними і розглядати такий елемент лінійним чотириполіусником, що містить один або кілька керованих джерел

струму (див. рис. 6.2). У кожному конкретному випадку можна знехтувати деякими елементами схем заміщення ПЕ. Зокрема, якщо вважати струм сітки електронної лампи рівним нулю і знехтувати внутрішнім зворотним зв'язком  $Y_{21}$ , то чотирьохполюсна еквівалентна схема (рис. 6.2,б) для лампи на низьких частотах буде складатися тільки з вихідного генератора струму і його провідності. При цьому  $Y_{11} = Y_{12} = 0$ ;  $Y_{21} = S$ ;  $Y_{22} = 1/R_i$ . У результаті  $Y$ -матриця набуде вигляду

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ S & 1/R_i \end{bmatrix}$$

Простий Т-подібний одноступінчастий одногенераторний схемі заміщення транзистора на низьких частотах є чотириполюсник на рис. 6.2, в, для якого

$$Z_{11} - Z_{12} = r_e; \quad Z_{12} = r_{\bar{o}}; \quad Z_{21} - Z_{12} = r_k \alpha; \quad Z_{21} - Z_{12} = r_k$$

У результаті  $Z$ -матриця приймає вид

$$[Z] = \begin{bmatrix} r_e + r_{\bar{o}} & r_{\bar{o}} \\ r_k \alpha + r_{\bar{o}} & r_k + r_{\bar{o}} \end{bmatrix}$$

де  $r_e, r_{\bar{o}}, r_k, \alpha$  - внутрішні низькочастотні параметри транзистора.

Ідеальний трансформатор (трансформатор без втрат та накопичувачів енергії) описується як чотириполюсник (див. рис. 6.1, а) рівнянням

$$\dot{I}_1 \dot{U}_1 = -\dot{I}_2 \dot{U}_2. \text{ Враховуючи, що } \dot{U}_1/\dot{U}_2 = n - \text{ коефіцієнт трансформації,}$$

запишемо внутрішні типові параметри трансформатора через А-параметри:

$$[A] = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{bmatrix}$$

Трансформатор не можна описати  $Z$ - або  $H$ -параметрами, так як  $Z_{11}$  і  $Y_{11}$  при  $\dot{I}_2=0$  і  $\dot{U}_2=0$  прагнуть до нескінченності. Основна властивість ідеального трансформатора (див. рис. 6.1, а) описується виразом

$$Z_{\text{ex}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1 = n^2 Z_n.$$

Конвертор знака опору, що володіє властивістю перетворювати  $Z_{\text{ex}}$  в зворотне йому по знаку  $Z_n$ , широко використовується при синтезі ланцюгів, де небажане використання індуктивностей (інтегральні схеми та ін.) Так як  $Z_{\text{ex}} = -Z_n$  (для схеми на рис. 6.1, а), запишемо параметри конвертора знака опору через А-параметри:

$$[A] = \begin{bmatrix} k & a \\ 0 & k \end{bmatrix},$$

де  $k$  - постійний коефіцієнт перетворення.

Гіратор є пасивним елементом і описується матрицею Z-параметрів:

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & -k \\ k & 0 \end{bmatrix}$$

де  $k$  - коефіцієнт гірації. При цьому  $Z_{\text{ex}} = k^2 / Z_n$ , і в гіраторі виходить інверсія опорів.

Лінією зв'язку можна вважати ідентичні пасивні чотириполіусники, з'єднані каскадно (лінії затримки, фільтри або відрізки довгої лінії і т. д.). Кожен з таких чотириполіусників є взаємним. У режимі узгодження, коли  $Z_{\text{дж}} = Z_{\text{ex}}$  і  $Z_{\text{вих}} = Z_n$  (див. рис. 6.1, а), коефіцієнт передачі сигналу максимальний. При цьому  $Z_{\text{дж}}$  і  $Z_n$ -характеристичні опори.

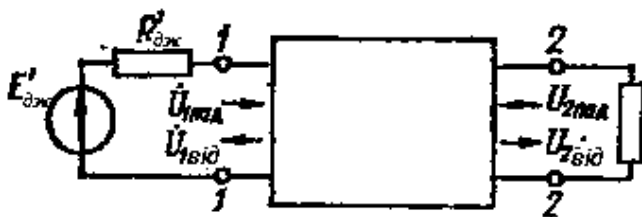


Рис. 6.4. Чотириполіусник на НВЧ.

Значення характеристичних опорів отримати нескладно, якщо схему навантаженого чотириполіусника представити еквівалентними схемами заміщення (див. рис. 6.2, в, ж). При цьому



$$Z_{дж} = \sqrt{Z_{11}/Y_{11}}, Z_n = \sqrt{Z_{22}/Y_{22}}$$

Лінію зв'язку оцінюють характеристичного коефіцієнта передачі  $\gamma$ , який визначається з виразу

$$e^{-2\gamma} = \dot{U}_2(-\dot{I}_2)/\dot{U}_1\dot{I}_1.$$

Для режиму узгодження

$$\gamma = \operatorname{arcth}\sqrt{Z_{11}Y_{11}} = \operatorname{arcth}\sqrt{Z_{22}Y_{22}}$$

З зростанням частоти сигналу похибка вимірювання типових параметрів зростає, так як важко реалізувати коротке замикання внаслідок впливу паразитних індуктивностей, разузгоджених джерел і навантажень. Крім того, і на низьких частотах багато ланцюгів не можуть бути описані типовими параметрами (ідеальний трансформатор не має  $Z$ - і  $Y$ -параметрів). Тому в таких випадках використовують для опису внутрішніх властивостей чотириполіусників параметри розсіювання (хвильові параметри, параметри узгодження). При цьому передачу сигналу прийнято представляти накладенням прямий (падаючої) і зворотного (відображеної) хвиль напруги. Для чотириполіусників характерна наявність двох систем змінних розсіювання:

$\dot{U}_{1\text{ над}}, \dot{U}_{1\text{ від}}$  на вході і  $\dot{U}_{2\text{ над}}, \dot{U}_{2\text{ від}}$  - на виході (рис. 6.4). На рис. 6.4

$E'_{дж} = E_{дж} / Z_v, R'_{дж} = R_{дж} / Z_{\delta 1}, R'_n = E_{дж} / Z_{\delta 2}, Z_{\delta 1} = Z_{\delta 2}$  - хвильові опори (опори нормування) лінії передачі на вході і виході чотириполіусника.

Якщо з системи змінних розсіювання в якості незалежних вибрати падаючі напруги, а в якості залежних-відбиті, то для чотириполіусника можна записати систему з двох незалежних рівнянь

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ від}} \\ \dot{U}_{2\text{ від}} \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ над}} \\ \dot{U}_{2\text{ над}} \end{bmatrix}$$

Тут  $S_{11} = \left( \frac{\dot{U}_{1 \text{ вiд}}}{\dot{U}_{1 \text{ наd}}} \right)_{\dot{U}_{2 \text{ наd}}=0}$  - вхідний коефіцієнт відбиття;  $S_{12} = \left( \frac{\dot{U}_{1 \text{ вiд}}}{\dot{U}_{2 \text{ наd}}} \right)_{\dot{U}_{1 \text{ наd}}=0}$  -

коефіцієнт зворотної передачі;  $S_{21} = \left( \frac{\dot{U}_{2 \text{ вiд}}}{\dot{U}_{1 \text{ наd}}} \right)_{\dot{U}_{2 \text{ наd}}=0}$  - коефіцієнт прямої

передачі;  $S_{22} = \left( \frac{\dot{U}_{2 \text{ вiд}}}{\dot{U}_{2 \text{ наd}}} \right)_{\dot{U}_{1 \text{ наd}}=0}$  - вихідний коефіцієнт відбиття. Так само як і для

типових параметрів, можливі п'ять способів вираження співвідношень між чотирма змінними розсіювання:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ наd}} \\ \dot{U}_{2 \text{ вiд}} \end{bmatrix} = [q] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ вiд}} \\ \dot{U}_{2 \text{ наd}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ вiд}} \\ \dot{U}_{1 \text{ наd}} \end{bmatrix} = [t] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{2 \text{ наd}} \\ -\dot{U}_{2 \text{ вiд}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ вiд}} \\ \dot{U}_{2 \text{ наd}} \end{bmatrix} = [p] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ наd}} \\ \dot{U}_{2 \text{ вiд}} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{2 \text{ наd}} \\ \dot{U}_{2 \text{ вiд}} \end{bmatrix} = [\tau] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ вiд}} \\ -\dot{U}_{1 \text{ наd}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ наd}} \\ \dot{U}_{2 \text{ наd}} \end{bmatrix} = [\sigma] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ вiд}} \\ \dot{U}_{2 \text{ вiд}} \end{bmatrix}.$$

Аналогічно звичайним типовим параметрам існують співвідношення між різними параметрами розсіювання. Вимірювання параметрів розсіювання полягає у вимірюванні амплітуд і фаз падаючих і відбитих хвиль напруги. При вимірах на вході і виході чотириполюсника включають погоджені навантаження, при яких у вимірювальних лініях практично відсутні паразитні НВЧ коливання.

Від параметрів розсіювання можна перейти до типових параметрами за формулами переходу. Так, наприклад, Y- і S-параметри однозначно пов'язані між собою і можуть бути виражені один через одного:

$$Y_{11} = Y_B \frac{1 - S_{11} + S_{22} - \Delta S}{1 + S_{11} + S_{22} - \Delta S}; \quad Y_{12} = Y_B \frac{-2S_{12}}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S}$$

$$Y_{21} = Y_B \frac{-2S_{21}}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S}; \quad Y_{22} = Y_B \frac{1 + S_{11} - S_{22} - \Delta S}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S}$$

де  $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$  - визначник матриці S-параметрів,  $Y_B = \frac{1}{Z_{\epsilon 1}} = \frac{1}{Z_{\epsilon 2}}$  -

хвильова або нормуюча провідність на вході і виході чотиріполюсника.

**Параметри навантаженого чотиріполюсника.** Розглянемо лінійний чотиріполюсник, навантажений на пасивну електричний ланцюг загальної провідністю  $Y_n = 1/Z_n$  (див. рис. 6.1, а). Якщо на його вхід підключити джерело напруги, то, знаючи Y-параметри, можна визначити основні якісні показники (параметри) навантаженого чотиріполюсника. Коефіцієнт передачі напруги

$$\dot{K} = -Y_{21} / (Y_{22} + Y_n)$$

Для виборчого підсилювача, налаштованого в резонанс з частотою сигналу,  $K_{рез} = -|Y_{21}| / (G_{22} + G_n)$ , де  $G_{22}$ ,  $G_n$  - активні складові відповідних провідностей  $Y_{22}$ ,  $Y_n$ ;  $|Y_{21}|$  - модуль крутизни прямої передачі.

Використовуючи параметри чотиріполюсника, джерела сигналу і навантаження, можна знайти і інші якісні показники. Коефіцієнт передачі струму  $K_i = \dot{I}_2 / \dot{I}_1 = Y_{21} / (Y_{\partial ж} + Y_{11})$ . При резонансі для виборчого підсилювача  $K_i = |Y_{21}| / (G_{\partial ж} + G_{11})$ .

Для навантаженого чотиріполюсника вхідна провідність

$$Y_{вх} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1 = Y_{11} - Y_{12}Y_{21} / (Y_{22} + Y_{нав}),$$

вихідна провідність

$$Y_{вих} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2 = Y_{22} - Y_{12}Y_{21} / (Y_{\partial ж} + Y_{11})$$

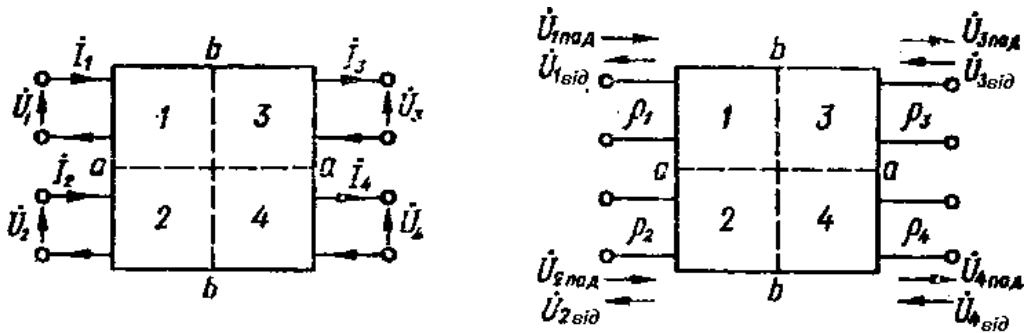


Рис. 6.5. Зовнішні параметри восьмиполюсників.

Коефіцієнт передачі номінальної потужності  $K_{pn} = P_{вихн} / P_{джн}$ , де

$P_{вихн}$ ,  $P_{джн}$  - потужності джерела сигналу і чотиріполюсника, що віддаються в свої узгоджені навантаження. При компенсації всіх реактивностей ці потужності відповідно

$$P_{джн} = I_1^2 / 4G_{дж}; \quad P_{вихн} = I_2^2 / 4G_{вих}$$

Тоді

$$K_{pn} = \frac{|Y_{21}|^2}{(G_{дж} + G_{11})^2} \frac{G_{дж}}{G_{вих}}$$

**Восьмиполюсники.** Характерними типами n-полюсників є

восьмиполюсники. Більшість з них (щільні мости, спрямовані відгалужувачі, резонатори біжучої хвилі) відносяться до  $4m$ -полюсників ( $m = 2$ ) (рис. 6.5).

Зв'язок між струмами, напругами і хвилями напруги визначається рівностями

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{i\text{пад}} + \dot{U}_{i\text{від}}; \quad \dot{I}_i = \frac{1}{Z_{ei}} (\dot{U}_{i\text{пад}} - \dot{U}_{i\text{від}})$$

де  $i = 1, 2, 3, 4$ ;  $Z_{ei}$  - хвильові опору підводять ліній.

Струми і напруги в восьмиполюснику зв'язані між собою співвідношеннями класичної теорії багатополісників:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{aa}] & [Z_{ab}] \\ [Z_{ba}] & [Z_{bb}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} = [Z] \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{U}_4 \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ над}} \\ \dot{U}_{2 \text{ над}} \\ \dot{U}_{1 \text{ від}} \\ \dot{U}_{2 \text{ від}} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{3 \text{ над}} \\ \dot{U}_{4 \text{ над}} \\ \dot{U}_{3 \text{ від}} \\ \dot{U}_{4 \text{ від}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ від}} \\ \dot{U}_{2 \text{ від}} \\ \dot{U}_{3 \text{ над}} \\ \dot{U}_{4 \text{ над}} \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1 \text{ над}} \\ \dot{U}_{2 \text{ над}} \\ \dot{U}_{3 \text{ від}} \\ \dot{U}_{4 \text{ від}} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Тут  $[Z]$ ,  $[Y]$ ,  $[A]$  - відповідно матриці опорів, провідності, передачі;  $[T]$ ,  $[S]$  - хвильові матриці передачі і розсіювання.

Всі матриці (6.2) унормовані щодо хвильових опорів  $Z_{\text{в}}$  (індекс нормування для кратності в співвідношеннях (6.2) опущений). У такого запису рівняння передачі пов'язують між собою вже не хвилі напруг (струмів), а деякі нові змінні, що мають розмірність кореня з потужності, переносимої падаючої або відбитої хвилею у відповідних лініях передачі. Ці змінні прийнято називати нормованими амплітудами напруг і струмів. Зв'язок між нормованими і ненормованими напругами і струмами визначається рівностями

$$U_i^{\text{н}} = U_i / \sqrt{Z_{\text{в}i}}; \quad I_i^{\text{н}} = I_i / \sqrt{Z_{\text{в}i}}; \quad U_{i \text{ над}}^{\text{н}} = U_{i \text{ над}} / \sqrt{Z_{\text{в}i}}; \quad U_{i \text{ від}}^{\text{н}} = U_{i \text{ від}} / \sqrt{Z_{\text{в}i}}$$

Співвідношення для нормованих напруг і струмів мають той же вигляд, що і для ненормованих. Елементи нормованих і ненормованих матриць типових параметрів мають вигляд

$$A_{11} = a_{11} / \sqrt{\frac{Z_{\epsilon 3}}{Z_{\epsilon 1}}}, \quad Z_{11} = \frac{z_{11}}{Z_{\epsilon 1}}, \quad Y_{11} = y_{11} Z_{\epsilon 1}, \quad T_{11} = t_{11} / \sqrt{\frac{Z_{\epsilon 3}}{Z_{\epsilon 1}}}, \quad S_{11} = s_{11}$$

і так далі, де  $a_{11}, z_{11}, y_{11}, t_{11}, s_{11}$  - ненормовані елементи матриць.

Найпоширенішим є каскадне з'єднання восьміполюсників (рис. 6.6, а). При каскадному з'єднанні восьміполюсників їх матриці передачі перемножуються

$$[a] = \prod_{i=1}^k [a]_i; \quad [A] = \prod_{i=1}^k [A]_i; \quad [t] = \prod_{i=1}^k [t]_i; \quad [T] = \prod_{i=1}^k [T]_i$$

при паралельному з'єднанні (рис. 6.6, б) складаються матриці провідності:

$$[y] = \sum_{i=1}^k [y]_i; \quad [Y] = \sum_{i=1}^k [Y]_i$$

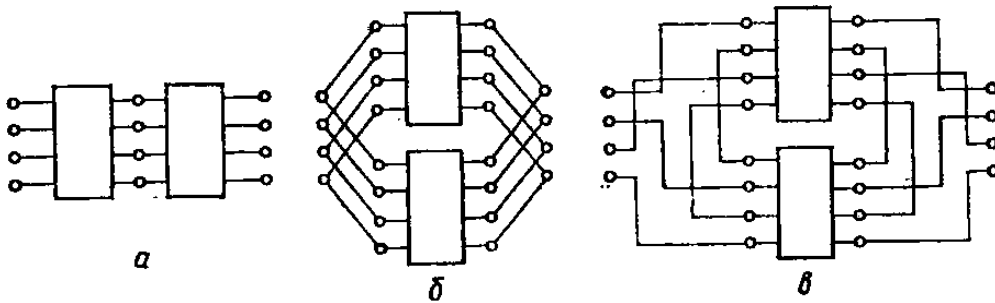


Рис. 6.6. Каскадне (а), паралельне (б) і послідовне (в) з'єднання восьміполюсників.

при послідовному з'єднанні (рис. 6.6, в):

$$[z] = \sum_{i=1}^k [z]_i; \quad [Z] = \sum_{i=1}^k [Z]_i$$

Восьміполюсник називається ідеально спрямованим, якщо при порушенні будь-якого з його плечей, одне з трьох, що залишилися плечей залишається незбудженим. У зв'язку з цим розрізняють три типи спрямованості, для яких виконуються наступні умови:

$$S_{11} = S_{21} = 0; \quad S_{14} = S_{41} = 0; \quad S_{13} = S_{31} = 0 \quad (6.4)$$

Перелік контрольних запитань до VI розділу:

- 6.1. Що таке n-полюсник?
- 6.2. По яким ознакам класифікують n-полюсники?
- 6.3. Назвіть основні п'ять способів з'єднання чотириполіусників.
- 6.4. Назвіть основні типи простих чотириполіусників.
- 6.5. Розкажіть про підсилювальні елементи.
- 6.6. Що таке ідеальний трансформатор?
- 6.7. Що таке конвертор знаку опору?
- 6.8. Розкажіть про гіратор, лінію зв'язку, чотириполіусник на НВЧ.
- 6.9. Які ви знаєте параметри навантаженого чотириполіусника?
- 6.10. Розкажіть про восьмиполіусники, види їх з'єднань.

## 7. ПЕРЕХІДНІ СПОТВОРЕННЯ В ЕЛЕКТРИЧНИХ ЛАНЦЮГАХ

При проходженні імпульсних відео- і радіосигналів через електричні ланцюги з реактивними L- і C-елементи виникають перехідні спотворення. Вони обумовлені перехідними процесами, що протікають в реактивних елементах, і в загальному випадку залежать як від параметрів сигналу, так і від параметрів цих елементів.

Оскільки процеси встановлення і спаду напруги зазвичай однакові, то для визначення максимально можливих спотворень доцільно розглянути, як спотворюється в електричному ланцюзі стрибок постійного чи гармонійного напруги (рис. 7.1, а, б). Нормовану тимчасову залежність вихідної напруги ланцюга, на вхід якої подається сигнал, називають перехідною характеристикою ланцюга (рис. 7.1, в). Спотворення вхідного сигналу при проходженні по ланцюгу оцінюють часом встановлення  $t_y$  (час, за який вихідна напруга наростає від 0,1 до 0,9 усталеного значення), часом запізнювання  $t_z$  (час, за який напруга наростає з моменту подачі на вхід до 0,5 усталеного значення), величиною викиду Н (рис. 7.1, в).

Перехідні процеси в лінійних і нелінійних колах описують відповідно лінійними і нелінійними диференціальними рівняннями, порядок яких залежить від складності електричного кола. Методи визначення перехідних характеристик можна класифікувати таким чином: по виду основних операцій, які виконуються при інтегруванні рівнянь. Ці методи підрозділяють на аналітичні, графоаналітичних та числові; за характером величин, для яких проводиться розрахунок: для миттєвих значень напруг (і їх огинаючих) і для складових, що повільно змінюються.



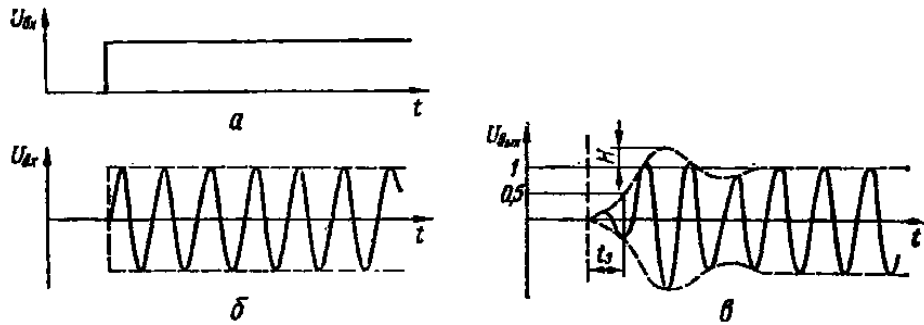


Рис. 7.1. Стандартизованні сигнали постійної (а) і змінної (б) напруг та перехідна характеристика (в) ланцюга на сигнал (б).

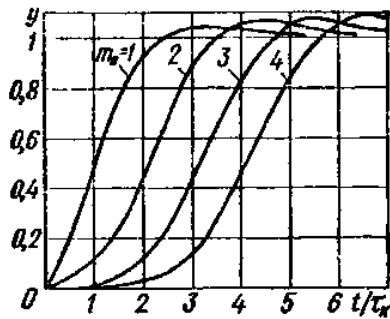


Рис. 7.2. Перехідні характеристики багатокаскадного виборчого підсилювача з парами взаємно розстроєних каскадів.

Основна перевага аналітичних методів полягає в тому, що вони дають можливість отримати рішення в загальному вигляді. В результаті аналізу такого рішення з'ясовуються всі особливості процесів при зміні параметрів ланцюга і вхідного сигналу.

Аналітичні методи рішення лінійних диференціальних рівнянь можна розділити на класичні, операційного числення, метод перетворення Фур'є.

*Графоаналітичні* методи переважніше в разі вирішення нелінійних диференціальних рівнянь, так як при цьому не потрібно виражати аналітично характеристики нелінійних опорів (провідностей) і результати вирішення вільні від похибок апроксимації. Ці методи дозволяють досить просто врахувати складні нелінійні залежності (за таблицями і графіками).

*Числовими* методами можна реалізувати практично будь-який аналітичний метод.

Для зменшення трудомісткості вирішення завдань використовують наближені методи розрахунку перехідних характеристик: метод повільно

змінних амплітуд, асимптотичні методи рішення диференціальних рівнянь, метод до соковито-лінійної апроксимації та ін.

Одним з найбільш поширених інженерних методів є *метод С. І. Евтянова*. Він використовується при визначенні огинаючої радіоімпульса у виборчих підсилювачах з симетричною АЧХ. Спотворення огинаючої в них аналогічні спотворенням відео імпульсів в еквівалентному відеопідсилювачі. Умова еквівалентності полягає в тому, що постійна часу відеопідсилювача  $\tau_{en}$  в два рази більше постійної часу  $\tau_k$  контуру виборчого підсилювача:

$$\tau_{en} = 2\tau_k, \text{ де } \tau_k = 2R_0C_0 \text{ (} R_0 \text{ і } C_0 \text{-загальні опір і ємність контура).}$$

Визначення перехідної характеристики каскаду виборчого підсилювача зводиться до наступного алгоритму:

знаходимо зображення по Лапласу огинаючої вхідного сигналу

$$U_{вх}(p) = \int_0^{\infty} U_{вх}(t)e^{-pt} dt ;$$

визначаємо комплексний коефіцієнт підсилення еквівалентного відеопідсилювача  $K_e(p)$ , для чого замінюємо  $j\Delta\omega$  на оператор  $p$ ;

отримуємо зображення  $U_{вих}(p) = U_{вх}(p)K_e(p)$  і переходимо до оригіналу  $U_{вих}(t)$ ;

будуємо перехідну характеристику.

В якості ілюстрації на рис. 7.2 показані знайдені таким чином перехідні характеристики багатокаскадного виборчого підсилювача з парами взаємно засмучених, каскадів, де  $y = U_{вих} / U_{вих\max}$ ,  $m_n$  -кількість пар каскадів.

При автоматизованому аналізі перехідних процесів у складних електричних лінійних ланцюгах найбільш ефективним є метод змінних стану.

Сучасні РЕП та системи є багатофункціональними, і в якості носія інформації в них використовується не тільки обвідна амплітуда, але і тонна структура сигналу - фаза високочастотної заповнює. Інформація, закладена в

поточній фазі сигналу, виявляється порівнянням її з поточною фазою опорного коливання. Наприклад,

$$U_c(t) = U_{mc} \sin(\omega_c t + \psi_c); u_{on}(t) = U_{mon} \sin(\omega_{on} t + \psi_{on})$$

Тут поточна фаза сигналу  $\theta_c = \omega_c t + \psi_c$ , опорного коливання

$\theta_{on} = \omega_{on} t + \psi_{on}$ . Зазвичай  $\omega_c = \omega_{on}$ , тому зсув фази

$$\Delta\theta_c = \theta_c - \theta_{on} = \psi_c - \psi_{on}$$

При передачі, прийомі і виділення інформації, закладеної в фазі радіосигналу, остання спотворюється практично у всіх елементах радіоелектронних засобів. При цьому спостерігаються як стаціонарні, так і нестаціонарні спотворення.

Під стаціонарними спотвореннями фази  $\varphi_0$  розуміють фазовий зсув, обумовлений реактивних пасивних і активних елементів ланцюга в стаціонарному режимі роботи, тобто при сталих коливаннях. Значення  $\varphi_0$  залежить від стабільності амплітудиколивань, температури середовища, схемних рішень і частоти вхідного сигналу.

Нестационарні (перехідні) спотворення фази сигналу, так само як і його амплітуди, обумовлені процесами, що протікають в енергоємних елементах електронних пристроїв.

При подачі на вхід інерційної електричного кола стрибка гармонійного напруги

$$u_c(t) = \mathbb{1}[t] U_{mc} \sin(\omega_c t + \psi_c), \quad (7.1)$$

де

$$\mathbb{1}[t] = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0 \\ 1 & \text{при } t \geq 0 \end{cases}$$

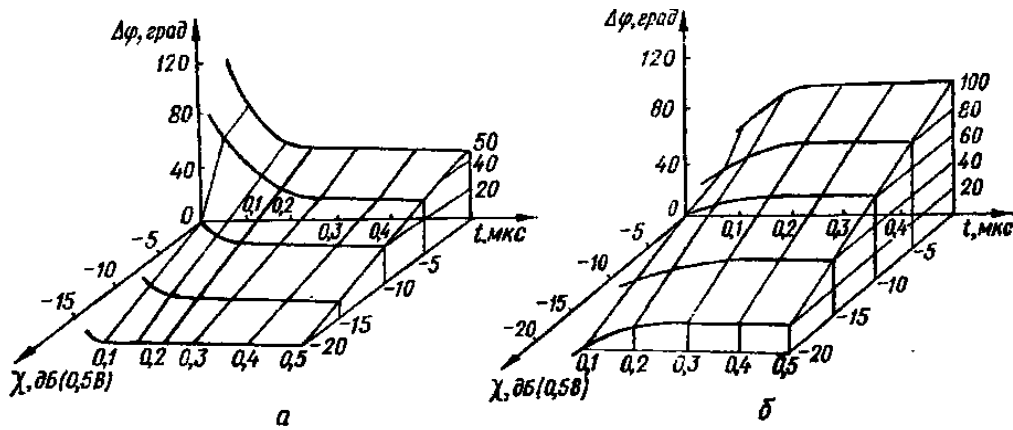


Рис. 7.3. Перехідні спотворення фази для виборчого підсилювача у великому динамічному діапазоні вхідного сигналу:  $a - f_c > f_{рез}$ ;  $b - f_c < f_{рез}$ .

на виході ланцюга отримуємо

$$u_{вих}(t) = U_{m\,вих}(t) \sin(\omega_c t + \alpha(t)) \quad (7.2)$$

Тут  $U_{m\,вих}(t)$  - амплітуда вихідного сигналу в перехідному режимі;

$$\alpha(t) = \psi_c + \psi_0 + \delta(t)$$

- фаза сигналу в перехідному режимі;  $\delta(t)$  - варіація фази або нестаціонарна фазова помилка сигналу, що змінюється в часі і прагне до нуля, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = 0.$$

Характер зміни нестаціонарної фазової помилки  $\delta(t)$  може бути різним і вносить великі спотворення в роботу радіоелектронних систем.

Запропонований в роботі [19] метод дослідження розкладанням вхідного і вихідного сигналів на ортогональні складові дозволяє досліджувати перехідні спотворення амплітуди і фази одночасно. Найбільш ефективний цей метод при машинному аналізі і дозволяє досліджувати лінійні, а також нелінійні з постійними і змінними в часі параметрами.

При дослідженні перехідних спотворень фази користуються оцінкою часу її встановлення  $t_{y\,ф}$  (час, за який фаза сигналу  $\alpha(t)$  із моменту надходження на вхід електричного кола сигналу змінюється до 0,9 свого значення або варіація

фази  $\delta(t)$  зменшується до значення, меншого допустимого абсолютного значення. Допустиме значення фази визначається точністю вимірювача фазових зрушень в імпульсній фазометричеській системі).

Процеси встановлення фазового зсуву в транзисторних виборчому підсилювачі ілюструються рис. 7.3, а, б, з яких видно, що перехідні спотворення фази істотно залежать не тільки від параметрів підсилювача, але і від параметрів сигналу.

Перелік контрольних запитань до VII розділу:

- 7.1. Що таке перехідне спотворення?
- 7.2. Від чого залежать перехідні процеси?
- 7.3. Що таке перехідна характеристика?
- 7.4. Як описати перехідні процеси?
- 7.5. Як класифікують методи визначення перехідних процесів?
- 7.6. Як зображується алгоритм визначення перехідної характеристики для каскаду виборчого підсилювача?
- 7.7. Що таке стаціонарні та нестаціонарні спотворення?

## 8. ОБЧИСЛЕННЯ ПАРАМЕТРИЧНОЇ ЧУТЛИВОСТІ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ.

Всі характеристики  $U_i$  електронного пристрою є функціями параметрів  $x_j$  складових його компонент. Невідповідність цих параметрів розрахунковим  $x_j^*$ , залежність їх від умов і часу роботи, несправність деяких компонент, зміна навантаження призводять до відхилення реальних характеристик від необхідних. Якщо відхилення перевищує деяку допустиму величину, то фіксується відмова пристрою. Зазвичай відповідність характеристик необхідним забезпечувалося налаштуванням на заключному етапі виробництва. У зв'язку з масовим випуском складних і різноманітних електронних пристроїв в мікромініатюрном виконанні, переходом до великих і надвеликих інтегральних схем етап налаштування стає практично нездійсненним. Тому в даний час визначення допустимих розбросов параметрів (допусків) компонент є обов'язковим на заключному етапі проектування.

Розробник може не знати, якими конкретними параметрами володіють компоненти, але він повинен бути гарантований, що будь-яка їх комбінація не призведе до відмови всього пристрою. Чисельну оцінку впливу можливих відхилень параметрів на характеристики пристрою, оцінку його надійності дає аналіз параметричної чутливості, що полягає в наступному.

Пристрій з певною структурою характеризується набором компонент з параметрами  $x_j$ , та областю їх можливого відхилення  $P_{xj}$ . Цій області відповідає діапазон можливих характеристик  $P_{yj}$ . Чим менше діапазон  $P_{yj}$ , тим краще спроектовано (обумовлено) пристрій. Знаходження відповідності областей  $P_{xj}$  і  $P_{yj}$  і є завдання аналізу параметричної чутливості.

Існують імовірнісний і різні аналітичні методи аналізу. *Імовірнісний* метод простий, але надзвичайно громіздкий: вимагає багатьох тисяч проб (аналізів).

Застосування *аналітичних* методів засновано на припущенні, що функція залежності будь-якої вихідної характеристики  $y$  від параметрів  $x_j$  неперервна. Враховуючи це, можна наближено представити відхилення характеристики  $y$  від деякого номінального значення  $y^*$  в залежності від відповідного набору параметрів  $x_j$  і його номінального значення  $x_j^*$ :

$$y - y^* \approx \sum_{j=1}^N S(x_j)(x_j - x_j^*) \quad (8.1)$$

або

$$\Delta y \approx \sum_{j=1}^k S(x_j) \Delta x_j.$$

Тут  $S(x_j)$  визначає функцію чутливості відхилення  $\Delta y$  в залежності від відхилення  $\Delta x_j$  і являє собою вираз наступних трьох видів, які не порушують наближена рівність (8.1):

$$1) \frac{dy}{dx_j}, 2) x_j \frac{dy}{dx_j}, 3) \frac{x_j}{y} \frac{dy}{dx_j}.$$

Найбільш поширену першу функцію називають абсолютною чутливістю, третю - відносною. Будь-яку з трьох чутливостей можна знайти, визначивши приватну похідну  $dy/dx_j$ .

Один із методів визначення приватних похідних - *прямий метод диференціювання*. Наприклад, функція ланцюга, виражена через параметри, має вигляд

$$y = x_1 + \frac{x_2(x_3 - x_2)}{x_2 + x_1}.$$

Продиференціювавши її відносно  $x_j$ , отримаємо:

$$\frac{dy}{dx_1} = 1 - \frac{x_2(x_3 - x_2)}{(x_2 + x_1)^2}, \quad \frac{dy}{dx_2} = \frac{(x_3 - 2x_2)(x_2 + x_1) - x_2(x_3 - x_2)}{(x_2 + x_1)^2},$$

$$\frac{dy}{dx_3} = \frac{x_2(x_2 + x_1)}{(x_2 + x_1)^2}.$$

Підставляючи в отримані вирази відповідні значення параметрів  $x_j^*$ ,

знаходимо абсолютні параметричні чутливості функції ланцюга до зміни  $x_j$ .

Чим складніше схема електронного пристрою, тим важче прямий пошук приватних похідних навіть з використанням машинних алгоритмів і ЕОМ. Тому застосовують в основному непрямі методи, засновані на проміжних і кінцевих результатах аналізу ланцюгів різними методами: вузлових напруг, змінних стану, матриць розсіювання та ін.

Серед непрямих методів найбільше поширення одержали наступні методи: складання схеми в прирости, приєднаної схеми, символічних функцій.

*Метод складання схеми в прирости* заснований на припущенні, що при незмінній топології ланцюга прирощення струмів  $\bar{\Delta i}$  і напруг  $\bar{\Delta u}$  і підкоряються тим же законом Кірхгофа, що і повні струми  $\bar{i}$  і напруги  $\bar{u}$  (тобто якщо  $A\bar{i} = 0$ ,  $B\bar{u} = 0$ , то  $A\bar{\Delta i} = 0$ ,  $B\bar{\Delta u} = 0$ ). Приймавши, що прирощення параметрів гілок  $\Delta x_j$  та пов'язаних з ними  $\bar{\Delta i}$  і  $\bar{\Delta u}$  малі, з урахуванням закону Ома і відкидаючи члени вищого порядку малості в кожній гілці, покажемо, що

$$\bar{\Delta u} = Z\bar{\Delta i} + I\Delta z; \quad \bar{\Delta i} = Y\bar{\Delta u} + U\Delta Y \quad (8.2)$$

Чим менше зміна параметрів опорів  $\Delta Z$  і провідностей  $\Delta Y$ , тим точніше результати розрахунків.

Алгоритм реалізації методу полягає в наступному:

вирішуємо завдання аналізу у вихідній схемі пристрою, тобто знаходимо характеристики  $Y_i$ ;

будуємо схему в прирости згідно виразу (8.2);



вирішуємо завдання аналізу схеми в прирості, тобто знаходимо вирішення

$$\text{у вигляді } \Delta y_i = \sum_{j=1}^N a_j \Delta x_j ;$$

отримуємо вираз для абсолютної чутливості

$$dy_i / dx_j \approx \Delta y_i / \Delta x_j = a_j.$$

Недоліками даного методу є: необхідність багаторазового аналізу схеми, низька точність обчислень при необхідних для методу малих збільшеннях параметрів, неможливість вирішення задачі для випадку варіації параметрів у великих межах.

*Метод приєднаної схеми* заснований на тому, що якщо дві схеми мають однакову топологію, то між їх струмами і напругами існує співвідношення, яке визначається теоремою возі. При цьому матриці струмів і напруг можуть складатися з відповідних миттєвих значень струмів  $i$  і напруг  $u$  в деякий момент часу  $t$  або для кола з часонезалежними параметрами - з частотно-залежних струмів  $I$  і напруг  $U$ . Згідно з цією теоремою

$$\bar{u}^T \bar{i}_c = \bar{i}^T \bar{u}_c = \bar{u}_c^T \bar{i} = \bar{i}_c^T \bar{u} = 0;$$

або

$$\bar{U}^T \bar{I}_c = \bar{I}^T \bar{U}_c = \bar{U}_c^T \bar{I} = \bar{I}_c^T \bar{U} = 0.$$

Якщо друга схема тієї ж топології складена з збільшень будь-якої малості, то наслідком теореми є рівність

$$\bar{I}_c^T \Delta \bar{U} - \bar{U}_c^T \Delta \bar{I} = 0. \quad (8.3)$$

Тут і вище струми і напруги з індексом в підставі відносяться до другої схемою з тією ж топологією, званої сполученої або приєднаної. Якщо сполучена і основна схеми мають однакові топології, то їх А-матриці рівні, тобто  $A = A_c$ . При цьому гілки, не містять незалежних джерел, породжують матриці повних опорів або провідностей з такими елементами, що їх опору та провідності

пов'язані рівностями  $\overline{Z^T} = \overline{Z}_c$ ,  $\overline{Y}_T = \overline{Y}_c$ , а незалежні джерела обох схем однакові за своєю природою, але можуть мати різні значення своїх параметрів.

При аналізі приєднаної схеми всі незалежні джерела виділяють, утворюючи багатополісників, струми та напруги (тобто збудження) в полюсах якого, на відміну від струмів  $\overline{I}$  і напруг  $\overline{U}$  в його гілках, позначаються індексом:  $\overline{I}_p$ ,  $\overline{U}_p$ . При такому виділенні полюсів рівність (8.3) перетвориться до вигляду

$$-(\overline{I}_{pc}^T \Delta \overline{U}_p - \overline{U}_{pc}^T \Delta \overline{I}_p) = \overline{I}_c^T \Delta U - \overline{U}_c^T \Delta I.$$

Нехтуючи членами вищого порядку малості

$$\Delta \overline{U} \approx \Delta \overline{Z} \overline{I} + \overline{Z} \Delta \overline{I} \quad \text{і} \quad \Delta \overline{U}_p = -\Delta \overline{Z}_p \overline{I}_p - \overline{Z}_p \Delta \overline{I}_p,$$

знаходимо

$$\overline{I}_{pc}^T \Delta \overline{Z}_p \overline{I}_p = \overline{I}_c^T \Delta \overline{Z} \overline{I}; \quad \overline{U}_{pc}^T \Delta \overline{Y}_p \overline{U}_p = \overline{U}_c^T \Delta \overline{Y} \overline{U}. \quad (8.4)$$

Отримані вирази (8.4) є вихідними для розрахунку чутливості.

Конкретне їх застосування полягає в тому, що, використовуючи одиничне збудження в необхідному полюсі  $p$  (тобто конкретну матрицю  $\overline{I}_p$  або  $\overline{U}_p$  і сполучені з ними  $\overline{I}_{pc}$  і  $\overline{U}_{pc}$ ), можна знайти відповідні вхідні опору або провідності в цьому полюсі:

$$[1] \Delta Z_{ex} [1] = \overline{I}_c^T \Delta \overline{Z} \overline{I}; \quad [1] \Delta Y_{ex} [1] = \overline{U}_c^T \Delta \overline{Y} \overline{U}.$$

З цих виразів (для умови малих збільшень  $\Delta \overline{Z}$  і  $\Delta \overline{Y}$ ) відповідними діями над матрицями виділяємо

$$\frac{dY_{ex}}{dY_j} \approx \frac{\Delta Y_{ex}}{\Delta Y_j}, \quad \frac{dZ_{ex}}{dZ_j} \approx \frac{\Delta Z_{ex}}{\Delta Z_j} \quad \text{для всіх параметрів } (j = 1, \overline{N}).$$

Знаючи абсолютну чутливість на полюсі  $p$  вхідної провідності або опору, можна знайти за допомогою перетворень чутливість інших характеристик.

Наприклад,

$$\frac{dI_{ex}}{dY_j} = U_{ex} \frac{dY}{dY_j}; \quad \frac{dU_{ex}}{dZ_j} = I_{ex} \frac{dZ_{ex}}{dY_j} \text{ і т.д.}$$

Елементи  $R$ ,  $L$ ,  $C$  і ідеальний трансформатор вихідної та приєднаної схем тотожні, а падіння напруг між вузлами і струмами в гілках вихідної схеми відповідають джерелу струму і джерела напруги в сполученій схемі, і навпаки. Ця заміна можлива в тих гілках і вузлах, струми і напруги в яких є керуючими для відповідних джерел.

*Метод символічних функцій* дозволяє простіше і точніше організувати обчислювальний процес для ланцюга з невеликою кількістю елементів, а діапазон значень частоти, для яких метод має високу ефективність, може бути великий. Іншою перевагою методу є те, що він показує елементи, що впливають на чутливість, а також дозволяє досліджувати вплив на характеристики пристроїв будь-яких змін параметрів його елементів.

Будь-яка символічна функція пристрою може бути виражена у вигляді відношення двох поліномів:  $y = A/B$ , де  $A = a_0 + a_1x_1 + a_2x_2 + \dots$  ;

$B = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + \dots$ . Найбільш застосовними для отримання символічних функцій є методи сигнальних графів, перебору дерев, виділення параметрів.

Отриману символічну функцію, що представляє деяку вихідну характеристику, можна продиференціювати аналітично або чисельно за допомогою відповідних методів. Найбільш зручним є *формальний* метод. Для цього символічну функцію перетворимо до вигляду

$$B - \frac{1}{y} A = H = 0. \tag{8.5}$$

Якщо для спрощення записів представити  $l/y = p$ , конкретний параметр пристрою  $x_j = Q$ , а поліноми, не містять  $l/y$  і  $x_j$ , через  $A_1, A_2, A_3$  і т. д., то вираз (8.5) для випадку чотирьох коефіцієнтів  $A_1 \dots A_4$  прийме наступний вигляд:

$$H = A_1 + A_2 Q + P(A_3 + A_4 Q) = 0,$$

звідки

$$P = -\frac{A_1 + A_2 Q}{A_3 + A_4 Q}, \quad Q = -\frac{A_1 + A_3 P}{A_2 + A_4 P}$$

Необхідну для розрахунку чутливості приватну похідну знаходимо з виразу

$$\frac{dP}{dQ} = -\frac{dH/dQ}{dH/dP} = -\frac{A_2 + A_4 P}{A_3 + A_4 P}$$

Нормовану чутливість функцій  $P$  по параметру  $Q$  визначимо після перетворень за формулою

$$S_Q^P = \frac{dP}{dQ} \frac{Q}{P} = \frac{A_3}{A_3 + A_4 Q} - \frac{A_1}{A_4 + A_2 Q}$$

Так як вихідна функція  $y = l/P$ , то нормована функція чутливості  $y$  по параметру  $x_j$  набуде вигляду  $S_{x_j}^y = -S_Q^P$ .

Розглянуті методи розрахунку параметричної чутливості дозволяють по їх абсолютним або відносним значенням  $S(x_j)$  порівнювати варіанти спроектованих схем. Однак це порівняння більш зручно, якщо ввести в якості одиниці порівняння міру чутливості  $M_S$ , чисельно рівну сумі творів чутливостей по кожному параметру  $x_j$  на коефіцієнт важливості впливу  $j$ -го елемента  $K_j$ :

$$M_S = \sum_{j=1}^N K_j S(x_j).$$

Певна параметрична чутливість пристрою знаходить багато додатків. Наприклад, визначення допусків елементів, оптимальних за вартістю (на основі застосування лінійного програмування), ітеративний синтез ланцюгів з необхідними характеристиками (мінімізацією відхилень на основі обчислення функцій чутливості), оптимальна настройка параметрів основних елементів електронного пристрою за допомогою ЕОМ (за значеннями функцій чутливості в залежності від частоти або часу), аналіз шумових властивостей пристрою (якщо замість вектора збудження використовується матриця спектральних густин).

Перелік контрольних запитань до VIII розділу:

- 8.1. Дати пояснення чисельної оцінки впливу можливих відхилень параметрів радіоелектронного пристрою на його характеристики.
- 8.2. У чому полягає аналіз параметричної чутливості (ПЧ)?
- 8.3. Поясніть суть імовірнісного та інших аналітичних методів аналізу ПЧ.
- 8.4. Де знаходиться використання визначеної параметричної чутливості пристрою?

## 9. ПИТАННЯ КОНКРЕТНОГО ПРОЕКТУВАННЯ МЕА.

Конкретне проектування РЕА (технічне проектування) пов'язане з вирішенням ряду питань, пов'язаних з попередніми етапами проектування, але мають самостійне значення в загальному процесі проектування. До них в першу чергу відносяться: вибір оптимальної складності інтегральних мікросхем, компоновочная розробка конструкції з урахуванням вимог надійності та умов експлуатації, аналіз і моделювання теплових режимів, розробка вимог по експлуатації в частині забезпечення контролю, діагностики та ремонту РЕА, розробка вимог і методик випробувань апаратури.

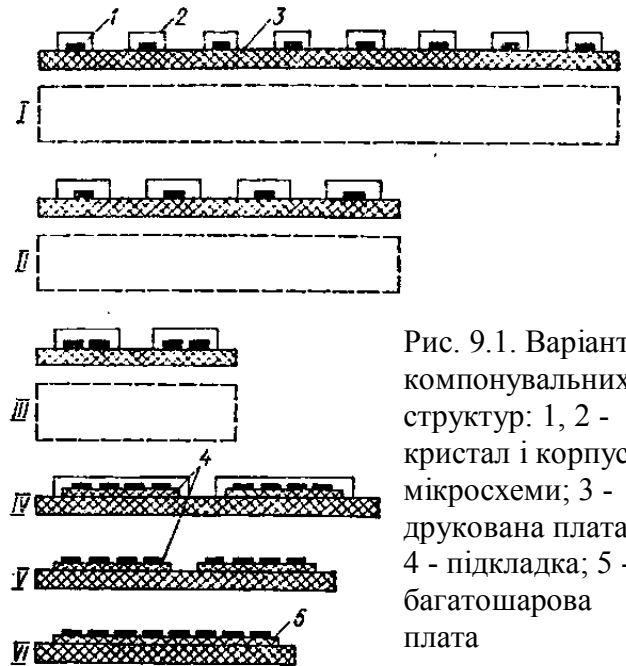


Рис. 9.1. Варіанти компоновальних структур: 1, 2 - кристал і корпус мікросхеми; 3 - друкована плата; 4 - підкладка; 5 - багатшарова плата

З розвитком елементної бази

принципово змінилися конструктивні методи створення РЕА. Ці зміни в компонованні апаратури викликають необхідність розробки таких питань, як настройка, діагностика, ремонт апаратури, досягнення необхідних показників надійності при збереженні вимог скорочення обсягу апаратури і ін. Наприклад, перехід до конструкції мікрополоскових СВЧ пристроїв вимагає зміни технології і методик регулювання, так як образу- водне пристрій звичайної компоновання складається «з декількох окремо виготовлених і контрольованих вузлів, а мікрополос-ковое пристрій виготовляється за один-два технологічних циклу. Велика інтегральна схема цифрового типу по функціональній насиченості замінює один або декілька вузлів на транзисторах і інтегральних схемах малого і середнього рівня інтеграції, що принципово змінює методику регулювання і зборки складних пристроїв РЕА [20-22].

На даний час розвиваються два основних напрямки компоновки МЕА. Перший напрямок передбачає використання кор-пусированих інтегральних схем різного ступеня інтеграції; друге - створення пристроїв РЕА на базі безкорпусних інтегральних схем і компонентів різного ступеня інтеграції. Перший напрямок компонування найбільш розвинене і широко застосовується в створенні пристроїв РЕА різного призначення і функціональної схеми. Це-пристрої автоматики, обчислювальної техніки, середнечастот-ні пристрої РЕА, пристрою відображення і перетворення інформації і т. д. Другий напрямок вимагає серйознішої конструктивно-технологічної відпрацювання і необхідно для побудови пристроїв РЕА з підвищеними вимогами до масово-габаритних характеристиках, швидкодії, надійності, а також для побудови пристроїв НВЧ діапазону. На рис. 9.1 і 9.2 зображені умовні компонувальні схеми побудови вузлів МЕА першого і другого напрямів. Варіанти *I* (рис. 9.1) та *I-1 I-2* (рис. 9.2) передбачають застосування ІС малої інтеграції. У варіанті *I* інтегральні схеми монтуються на комутаційній платі, яка для підвищення щільності компонування повинна бути багатошаровою. У варіантах *I-1, I-2* ІС монтуються на проміжних збірках, які потім монтують на спільній комутаційній платі. Практика проектування показує, що варіанти *I-1, I-2* дозволяють реалізувати ту ж і більш високу щільність компонування апаратури, що і варіант *I*, на двосторонніх друкованих платах. Варіант *II* (рис. 9.1) передбачає застосування ІС підвищеної інтеграції. У цьому випадку в якості комутаційних можуть бути використані багатошарові або двосторонні плати. У варіанті *III* використовуються багатокристалльні ІС і ВІС. Тут частина комутаційної навантаження приймає на себе ВІС, що спрощує зовнішню комутаційну плату. У варіанті *IV* використовуються великі гібридні інтегральні схеми.

Другий напрямок компонування (рис. 9.1, *V* та *VI*) передбачає установку безкорпусних ВІС і компонентів на проміжну підкладку, потім на загальну комутаційну плату. У варіанті *VI* проміжна плата (рис. 9.1, 5) виконується по

тонкоплівковій технології, забезпечуючи при цьому необхідну щільність компонування ІС. Конструкція вузлів варіантів V л VI повністю герметизується після складання, утворюючи як би одну корпусовану ІС. На рис. 9.3 показані деякі порівняльні дані різних варіантів компонування апаратури. За щільністю упаковки варіанти з використанням корпусовані і безкорпусних ВІС дають суттєвий вигреш, причому у варіантах V і VI (безкорпусні ВІС) обсяги апаратури виходять в 5-6 разів менше в порівнянні з варіантом 1. У міру підвищення рівня інтеграції ІС скорочується число паяних з'єднань на вузлах РЕА (рис. 9.3,2). Так як надійність пристрою складається з надійності елементів і їх сполук, точисла зовнішніх пайок безпосередньо впливає на загальну надійність пристрою.

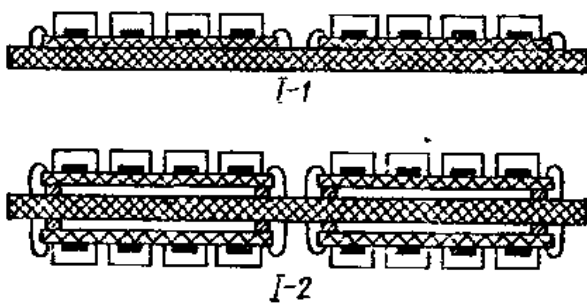
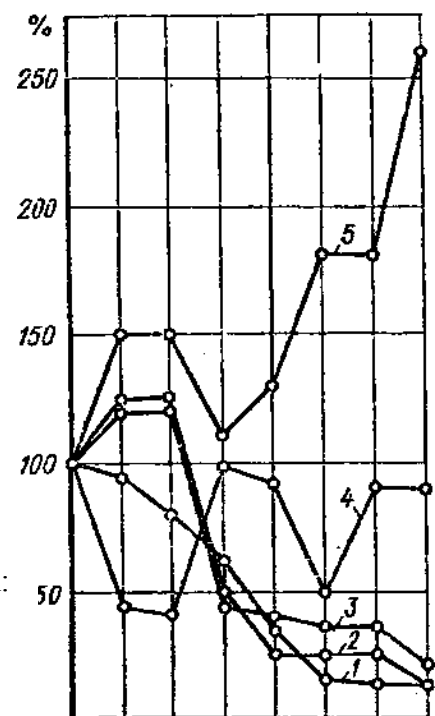


Рис. 9.2. Варіанти I-1 та I-2 компонувальних структур з проміжними збірками.

Рис. 9.3. Порівняльні дані різних варіантів компоновок МЕА: 1 - обсяг апаратури; 2 - кількість паяних з'єднань; 3 - складність компонування; 4 - вартість; 5 - складність налаштування і перевірки.



Складність компонування вузла можна оцінити показником складності [21]:

$$C_{PEA} = K_1(K_2N + K_3M_c) \quad (9.1)$$

де  $N$  - число компонентів;  $M_c$  - число з'єднань;  $K_1$  - масштабний коефіцієнт;

$K_2, K_3$  - «вагові коефіцієнти».



Якщо  $K_1, K_2, K_3$  прийняти рівними 1, то складність компонування дорівнює сумі числа компонентів і числа з'єднань. З підвищенням рівня інтеграції ІС складність компонування зменшується в 3-4 рази (рис. 9.3,3). Вартість різних варіантів компонування пов'язана з вартістю комутаційних елементів. Тому в варіантах *I-1, I-2* вартість найнижча у зв'язку із застосуванням двосторонніх друкованих плат і дешевих мікросхем малого рівня інтеграції (рис. 9.3, 4). В міру ускладнення ІС і підвищення рівня інтеграції різко зростає вартість перевірки і діагностики як власне ІС, так і вузлів РЕА на їх основі [25]. При виборі компонувальних рівнів апаратури різного призначення цей фактор необхідно враховувати (рис. 9.3, 5).

Зображені на рис. 9.1,9.2 варіанти компонувальних структур відносяться, в основному, до апаратури з однорідною елементною базою масового застосування. В даний час корпусовані інтегральні схеми випускаються в різних типорозмірах, що забезпечують можливість їх застосування в різних типах РЕА.

Типорозміри корпусів інтегральних схем визначені в ГОСТ 17467-79 «Мікросхеми інтегральні. Основні розміри» (табл. 9.1).

У відповідності з цим стандартом корпуси випускають п'яти типів.

На рис. 9.4, а показана конструкція прямокутного корпусу з висновками, перпендикулярними площині його заснування і розташованими в межах проекції тіла корпусу на площину підстави (корпус 1-го типу).

Корпус 2-го типу з прямокутними виводами, перпендикулярними площині його заснування і виходять за межі проекції тіла корпусу на площину підстави, зображений на рис. 9.4, б, а круглий корпус з виводами, перпендикулярними

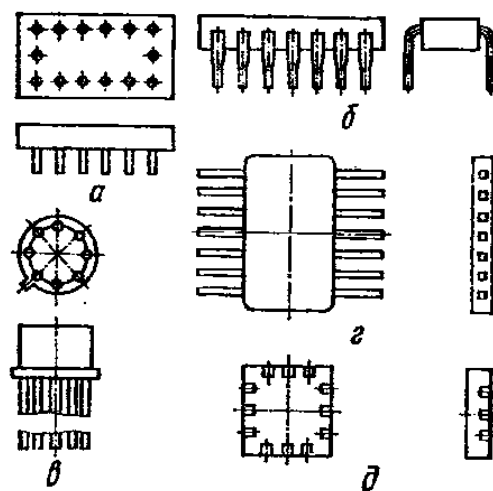


Рис. 9.4. Типи конструкцій корпусів.

його основи і розташованими в межах проекції тіла корпусу на площину підстави (корпус 3-го типу), показаний на рис. 9.4, в. Конструкція прямокутного корпусу з висновками, розташованими паралельно площині підстави і виходять за межі проекції його тіла на площину підстави (корпус 4-го типу), показаний на рис. 9.4, г.

Корпуси 5-го типу - прямокутні плоскі «безвиводні корпуси». Електричне з'єднання ІС, розміщених в такому корпусі, здійснюється за допомогою металізованих і контактних майданчиків по периметру корпусу (рис. 27, д).

Корпуси 2-го і 3-го типів добре компонуються спільно з навісними деталями в масовій апаратурі невисокого рівня інтеграції. Для корпусів 4-го типу з планарних висновками необхідна спеціальна технологія пайки висновків до контактних площадок комутаційної плати, однак цей тип корпусів ІС є найбільш масовим.

В останніх розробках ВІС і мікропроцесорних наборах застосовують корпусу з великим числом висновків, без яких неможливареалізація схем з надвисоким рівнем інтеграції. Особливо широкий розвиток отримали корпусу на основі керамічних носіїв. Керамічні корпусу мають підвищену міцність в порівнянні з металостеклянням, тому вони більш перспективні для дорогих інтегральних схем надвисокого рівня інтеграції.

На даний час в МЕА використовуються три основних види міжвузлових з'єднань: через комутаційну плату паяними напівроз'ємними з'єднувачами, гнучкими проводами (кросові з'єднання) і за допомогою роз'ємів (рис. 9.5). З'єднання з паяними з'єднувачами н кросові більш надійні порівняно з з'єднанням на роз'ємах і займають істотно менший об'єм для забезпечення комутації вузлів першого рівня. При з'єднанні роз'ємами в порівнянні з іншими видами з'єднань потрібно менше часу для зміни вузлів, проведення вимірювань, ремонтних та профілактичних робіт.

Таблиця 9.1. Типорозміри корпусів ІМС.

Умовне позначення (ГОСТ 17467—79)	Основна характеристика	Розміри			Кількість виводів
		Маса з підклад кою, г	корпусу	підкладки або кристала	
1202.14 1203.15	Прямокутний металоскляний.	4,5	19,5x14,5 x (4...5) 19,5x14,5 x (3...5)	16x8 16x8	14
1211.15		7,0	22,0x19,5x5	17x15	15
1211.15 1303.36		12,0	29,5x19,5x5 29x19x3,6	22x17 26x16	36
1209.29		17,0	39x 29x5	34x20	29
2123.14 2102.14 2103.16		Прямокутний пластмасовий.	3,0 1,2	19x7,2x3,2	5x3
2135.24 2204.48	Прямокутний металокерамічний. Прямокутний керамічний.	3,4 5,0	29x14,5x4 21x16,5x4	4x4 8x8	24 48
3101.08 3103.12	Круглий металоскляний.	1,5		3x3	8 12
4104.14 4110.16	Прямокутний металоскляний.	1.0	10x6,6x2,2 12,0x9,5x2,5	4,9x2 5,3x 3,5	14 16
4116.24 4132.40	Прямокутний металокерамічний. Прямокутний металоскляний.	1,6 6.0	19,5x12x2,6 35,5x23,5x4,6	7,5x5 24x15	24 40
4136.48 4137.50	Прямокутний керамічний.	12,0	36x24x5 36,5x24,5x5	30x15	48 50
4140.64	Прямокутний металоскляний.	20,0	54,5x38,5x5	30x24	64

Вибір варіантів компонування мікроелектронних пристроїв РЕА визначається вихідними вимогами до масогабаритні характеристик апаратури та умовам експлуатації. При всіх варіантах комутаційних до міжблочних з'єднань, останні складають значну частину в загальному обсязі апаратури і можуть перевищувати «чистий» обсяг електронних схем (корпусів ІС) в 2-3 рази. У зв'язку з цим завдання скорочення обсягів внутрішньоблокових і міжблочних зв'язків є однією з найважливіших при

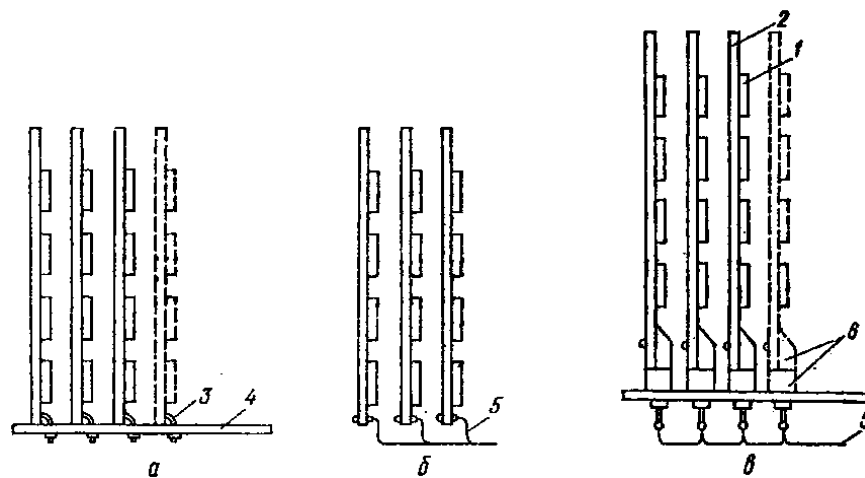


Рис. 9.5. Основні види з'єднань в МЕА:

а - з комутаційних плат і паяними з'єднувачами, б - з кросовим з'єднанням; в - з роз'ємами;

1-мікросхема; 2 - комутаційна плата зборки першого рівня; 3-паяний з'єднувач; 4 - комутаційна плата другого рівня; 5 - гнучкий крос; 6 - роз'єм

використанні елементної бази III і IV поколінь.

На даний час створюються волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ) для передачі інформації між блоками апаратури, що значно скорочує обсяг і розміри апаратури. Наприклад, застосовуючи ВОЛЗ замість традиційних кабелів і ущільнення каналів зв'язку на ділянці довжиною 10м, що складається з 90 каналів, можна отримати вигреш за масою в 60 разів, а за габаритними розмірами - у 8 разів [22].

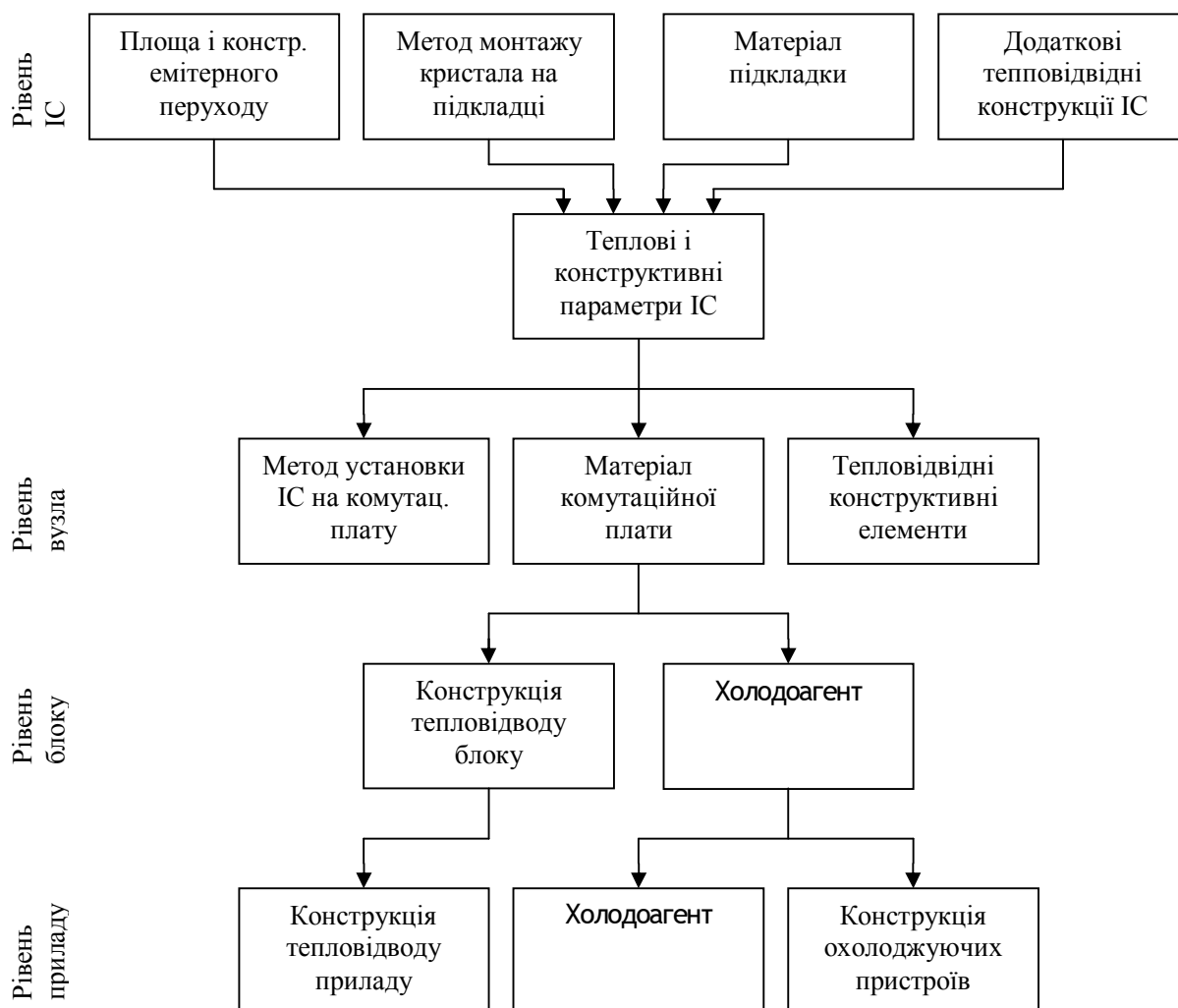


Рис. 9.6. Технічне забезпечення теплових режимів МЕА

Компонування МЕУ НВЧ істотно відрізняється від компонування середньочастотних і імпульсних (цифрових) пристроїв з наступних причин: залежністю конфігурації і компоновки від конкретної схеми та діапазону частот НВЧ вузла; наявністю паразитних зв'язків, не дозволяють створювати пристрої з підвищеною щільністю упаковки; необхідністю захисту від електромагнітних перешкод, що вимагає спеціального екранування вузлів. У зв'язку з цим, МЕУ СВЧ вимагають спеціального підходу до їх проектування в кожному конкретному випадку. При розробці конструкції МЕА і підвищенні щільності упаковки необхідно враховувати вимоги щодо забезпечення теплових режимів як на стадії проектування власне мікросхем, так і зборок різного рівня (вузли, блоки, прилади). На рис. 9.6 показана послідовність технічного забезпечення

теплових режимів МЕА. На рівні блоків і приладів це завдання вирішується загальними методами зниження теплового навантаження в РЕА. Особливо гостро проблема тепловідведення стоїть на рівні корпусів ІС з потужністю розсіювання понад 2 Вт, де звичайний корпус ІС вже не забезпечує тепловідвід. Для багатошарових керамічних корпусів ВІС типові значення теплового опору становлять  $25\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ , для пластмасових корпусів того ж типу  $53\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ . Керамічний корпус забезпечує приблизно вдвічі більшу потужність, ніж стандартний пластмасовий. Тому для складання великих кристалів і потужних схем використовуються багатошарові керамічні корпусу. Найбільшою теплопровідністю володіє берилієва кераміка (в 6-10 разів більше, ніж у скла та окису алюмінію). На рис. 9.7 наведені порівняльні дані по теплопровідності різних матеріалів [25]. Для збільшення розсіювання потужності корпусом ІС на його верхній стороні встановлюють ребристий радіатор (рис. 9.8). При цьому тепловий опір може бути знижено до  $5\text{-}10\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ .

В якості матеріалів для СВЧ схем з підвищеною теплопровідністю вибирають

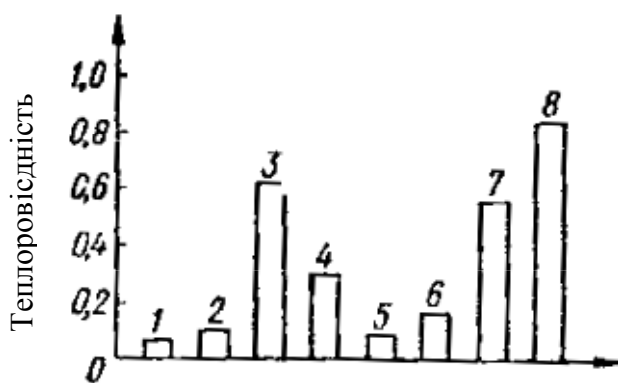


Рис. 9.7. Порівняльна теплопровідність матеріалів: 1 - скло; 2 - 96%-вий окис алюмінію; 3 - 99,5%-вий окись берилію; 4 - кремній; 5 - ковар; 6 - нікель; 7 - алюміній; 8 - мідь

полікор, теплопровідність якого в 20 разів вище, ніж у ситалу.

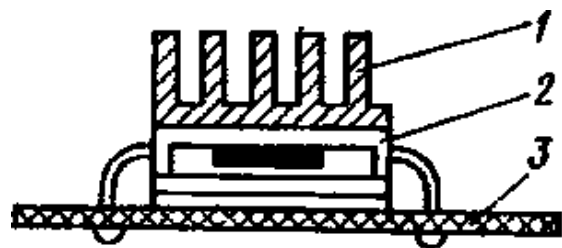


Рис. 9.8. Забезпечення додаткового тепло-відводу ВІС: 1 - додатковий радіатор; 2 - перевернутий корпус інтегральної схеми; 3 - комутаційна плата

На рівні блоків поліпшення теплопередачі від корпусу до середовища досягається примусовою циркуляцією повітря або рідини. При використанні примусового повітряного охолодження ефективність теплопередачі можна

збільшити в 5-10 разів. При проектуванні конструкції з примусовим повітряним охолодженням потрібна ретельна перевірка схеми розподілу повітряного потоку, щоб уникнути появи «теплових мішків», що створюють в окремих точках апаратури місцевий перегрів і, як наслідок, вихід з ладу інтегральних схем. Використання рідинних і випарних систем охолодження забезпечує підвищення ефективності теплопередачі до 100 разів у порівнянні з природним охолодженням. Вибір методів забезпечення теплових режимів МЕА є одним з найважливіших елементів проектування РЕА на принципах комплексної мікромініатюризації.

Забезпечення надійності апаратури є також одним з найважливіших питань проектування. Вимоги надійності визначаються призначенням та умовами експлуатації апаратури, чим і визначається обсяг і зміст робіт із забезпечення надійності і ремонтпридатності РЕА.

В цілому збільшення рівня інтеграції інтегральних мікросхем веде до підвищення надійності апаратури за рахунок скорочення головним чином паяних і контактних з'єднувачів, надійність яких на один-два порядки нижче в порівнянні з надійністю з'єднань в корпусі інтегральної схеми [24]. Крім того, термін служби напівпровідникових приладів у складі інтегральних схем значно вище терміну служби інших виробів електронної техніки, причому в міру вдосконалення технології число відмов щорічно падає на 50 - 70%.

Сучасні напівпровідникові мікросхеми витримують експлуатаційні навантаження в таких межах: по лінійному прискоренню-від 50 до 50 000; по температурі від -196 до +200 ° С; по вибропрочності і вібростійкості - до 100 в діапазоні частот (2 ... 5) 10<sup>3</sup> Гц [25].

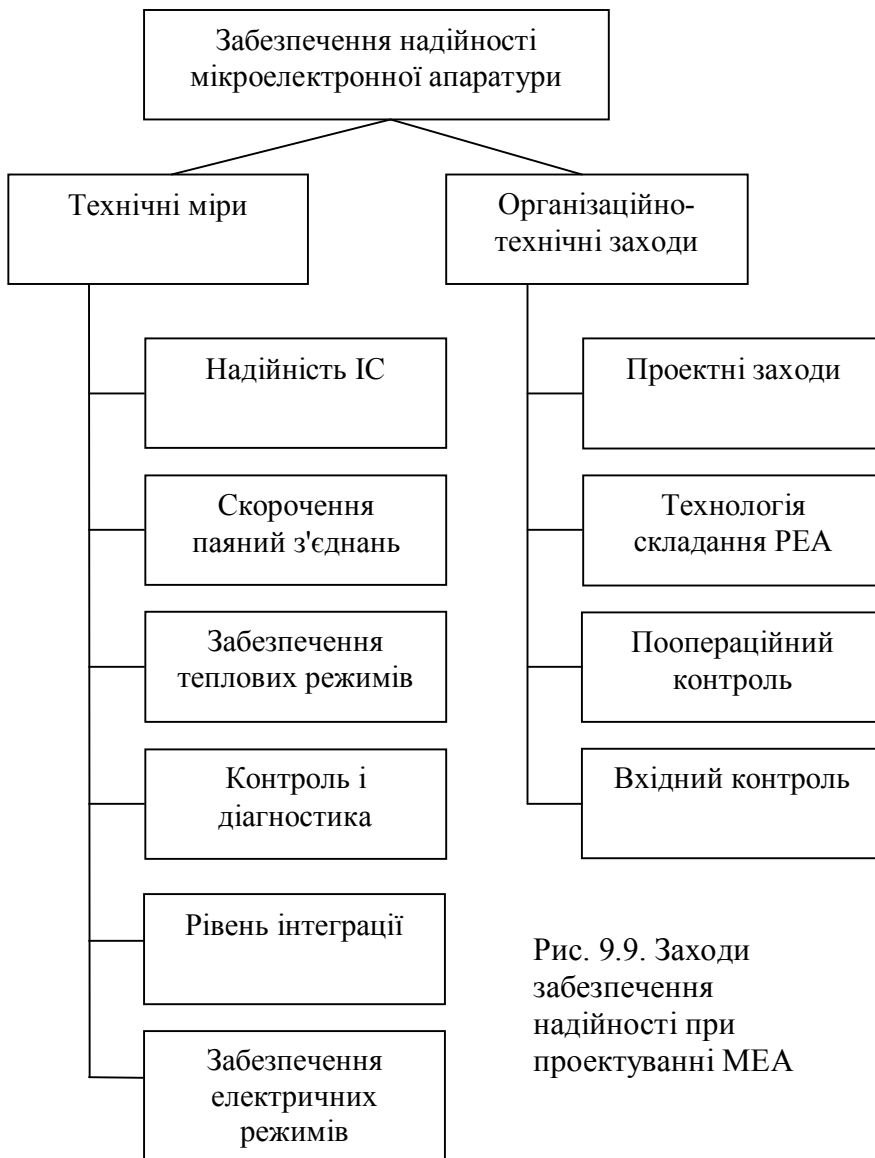


Рис. 9.9. Заходи забезпечення надійності при проектуванні МЕА

В цілому надійність МЕА забезпечується технічними й організаційно-технічними заходами (рис. 9.9). Технічні заходи забезпечення надійності містять два основних напрямки: забезпечення надійності інтегральних схем і конструкцій РЕА. Організаційно-технічні заходи включають в себе проектні заходи, тобто роботи, що виконуються в процесі

проектування апаратури, і технологічні заходи, що забезпечують випуск якісної продукції при її серійному виробництві. Аналіз показав, що потенційні причини відмов ВІС і ІС малої і середньої ступені інтеграції мають однаковий характер. Це - дефекти кристала (неоднорідності, включення в кристал), дефекти дифузії, помилки при підготовці поверхні, дефекти металізації (включення, подряпини, дефекти травлення), дефекти оксидного шару, неякісна приварювання провідників до контактних площадок на кристалі



і т. д. Для розрахункових оцінок надійності ВІС можна користуватися рядом методик, проте точні дані можуть бути отримані тільки за результатами експлуатації. Так, наприклад, були отримані розподіли відмов з різних причин

**Таблиця 9.2. Розподіл відмов ІМС, %**

Причини відмови	Біполярні ВІС ЗУ	ВІС ЗУ МОП-типу
<b>Дефекти:</b>		
<b>поверхневі</b>	22,2	33,4
<b>дифузії</b>	16,3	14,0
<b>металізації</b>	17,0	10,5
<b>зварного вузла</b>	3,7	7,6
<b>межз'єднань</b>	23,7	3,4
<b>Механічні</b>		
<b>ушкодження</b>	1,5	1,2
<b>кристала</b>		
<b>Деградація</b>		
<b>параметрів</b>	2,3	3,6
<b>Окислення</b>	13,3	23,6

**Таблиця 9.3. Відбраковка потенційно ненадійних ІС, %**

Тип ІС	Вид випробувань		
	Електрична перевірка, термоцикловання, центрифуги	Електротермотренування протягом 168 год при температурі 25 °С	Рентгенівська перевірка
<b>Біполярні</b>			
<b>мікропроцесори</b>	23	8	-
<b>Біполярні ЗУ</b>	2	5	0,7
<b>КМОП ЗУ</b>	7	6	5
<b>МПС ТТЛ</b>	0,7	2	1
<b>ІС ТТЛ</b>	2	3	3

(табл. 9.4) на великій кількості відмовивших ВІС ЗУ біполярного і МОП-типу.

Дослідження показали, що сучасні ВІС мають вищу надійність, ніж ІС малої і середньої ступені інтеграції. Багаторазові випробування показали також, що проведення термоцикловання і електротермотренування є ефективним методом відбраковування потенційно ненадійних [28] інтегральних схем (табл. 9.3). Особливі програми підвищення надійності інтегральних схем дають змогу підвищити їх надійність на 2-3 порядки, однак при цьому вартість схем істотно збільшується. Тому рівень програми підвищення надійності інтегральних схем

повинен бути ув'язаний з іншими питаннями комплексної мініатюризації та загальною оцінкою її ефективності. Деякі дані по використанню програм підвищення надійності ІС наведені в табл. 9.4.

**Таблиця 9.4. Типова програма підвищення надійності інтегральних схем**

Види випробувань	Рівень надійності ( $\lambda_{cp}$ )				
	$10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-8}$
	Максимальні витрати на одну мікросхему, долл				
	0	3	5	10	100
Електричні (функціональні)	+	+	+	+	+
Термоциклювання		+	+	+	+
Центрифугування		+	+	+	+
Перевірка герметичності		+	+	+	+
Електротермотреніровка			+	+	+
Спеціальні				+	+
Рентгенодефектоскопія				+	+
Кваліфікаційні				+	+
На довговічність					+
Кліматичні (в повному обсязі)					+
Перевірка міцності зварних з'єднань					+

Основні технічні заходи по забезпеченню надійності МЕА полягають в забезпеченні допустимих електричних і теплових режимів мікросхем, необхідного контролю і діагностики, скорочення числа різноманітних сполук. Контактні з'єднання істотно впливають на надійність пристрою в цілому, так як вона складається з надійності елементів (мікросхем) і їх сполук:

$$\lambda_{заг} = \sum_{i=1}^k N_{e i} \lambda_{e i} + \sum_{j=1}^l N_{c j} \lambda_{c j},$$

де  $\lambda_{заг}$  - інтенсивність відмов пристрою в цілому;  $\lambda_{e i}, \lambda_{c j}$  - інтенсивність відмов мікросхем типу  $i$  і з'єднань типу  $j$ ;  $N_{e i}, N_{c j}$  - кількість мікросхем типу  $i$  і з'єднань типу  $j$ .

В якості прикладу розглянемо гіпотетичний вузол, що складається з 20 мікросхем з 14 виводами, комутаційної плати і комутаційного 60-контактного роз'єму. В цьому випадку загальна кількість контактних і паяних з'єднань складе 340, тобто в 17 разів більше загальної кількості мікросхем. Так як надійність паяних з'єднань нижче надійності мікросхем на один-два порядки, то загальна надійність вузла визначається повністю величиною надійності контактних і паяних з'єднань. Цю обставину необхідно враховувати при компонуванні апаратури на мікросхемах.

Надійність апаратури забезпечується на всіх етапах її розробки. Роботи по забезпеченню надійності апаратури являють собою єдиний цикл, що починається на етапі розробки технічної пропозиції та закінчується серійним освоєнням апаратури. Особливістю виконання робіт по забезпеченню і підвищенню надійності МЕА є необхідність виконання технологічних заходів вже на ранніх етапах проектування.

У цикл робіт по забезпеченню надійності повинні включатися наступні основні роботи.

*На стадії технічної пропозиції:*

попередня оцінка можливих варіантів схемно-конструктивного вирішення апаратури, обґрунтування варіанта, оптимально задовольняє задані вимоги до надійності, систему технічного обслуговування, масі, габаритним розмірам, вартості, мініатюризації і стійкості до зовнішніх чинників, що впливають;

попередній вибір і обґрунтування основної елементної бази та конструкційних матеріалів стосовно до розглянутого варіанту схемно-конструктивного рішення апаратури;

прогнозування очікуваного рівня стійкості апаратури до зовнішніх чинників, що впливають, заданого терміну служби для розглянутих варіантів побудови апаратури.

*На стадії ескізного проектування:*

розрахунок надійності і стійкості прийнятого схемно-конструктивного варіанта апаратури до зовнішніх чинників, що впливають з докладним аналізом і обґрунтуванням;

складання переліку комплектуючих елементів і конструкційних матеріалів з урахуванням їх надійності;

підготовка пропозиції на розробку нових комплектуючих елементів, що істотно впливають на загальні показники;

організація робіт по отриманню відсутніх даних від підприємств-розробників (виробників) інтегральних схем і матеріалів або проведення відповідних випробувань на надійність;

оцінка відповідності ескізної компоновки складових частин апаратури вимогам по надійності і технологічності з урахуванням допусків на параметри і забезпечення виробничих запасів за ним;

попередній вибір способів охолодження (обігріву) апаратури та захисту її від зовнішніх факторів;

попередній вибір системи контролю справності (працездатності) апаратури в процесі експлуатації;

встановлення критеріїв відмов (порушення працездатності), попередня оцінка показників надійності і стійкості до зовнішніх коздействующих факторам (в межах заданого терміну служби) обраного варіанта побудови апаратури і порівняння отриманих показників з пропонованими вимогами;

складання програми та проведення випробувань макетів функціональних вузлів і блоків апаратури для визначення запасів її працездатне і;

вирішення питань по забезпеченню безпеки, зручності експлуатації апаратури та попереднє визначення об'єму робіт при технічному обслуговуванні;

попередня оцінка рівня стандартизації та уніфікації.

*На стадії технічного проектування:*

остаточна відпрацювання функціональних та принципів електричних схем вузлів (блоків) з урахуванням вимог по надійності і стійкості до зовнішніх чинників, що впливають;

вибір оптимального рівня стандартизації і уніфікації елементів, вузлів, блоків, конструкцій і матеріалів;

перевірка та уточнення способів охолодження (обігріву) апаратури та захисту її від зовнішніх факторів, способів зниження чутливості параметрів апаратури до зміни параметрів складових частин при впливі зовнішніх факторів;

уточнення переліку комплектуючих виробів і конструкційних матеріалів; компонування вузлів (блоків) та складових частин апаратури з урахуванням функціональних зв'язків, технічної сумісності і необхідності зниження рівнів зовнішніх впливаючих чинників екрануванням і застосуванням локальних і загальних захистів;

проведення граничних випробувань найбільш критичних складових частин апаратури для визначення допусків на їх параметри (виходячи з допусків на параметри апаратури) і допусків на параметри комплектуючих елементів (виходячи з допусків на параметри складових частин);

оцінка показників стійкості складових частин апаратури до зовнішніх чинників, що впливають методами уточненою інформацією про допуски на параметри комплектуючих елементів і уточнення переліку критичних складових частин, що підлягають подальшому аналізу;

визначення кількісних показників стійкості обраних складових частин апаратури до зовнішніх чинників, що впливають аналітичними методами

імовірнісного розрахунку, методами статистичних випробувань або методами фізичного моделювання;

випробування критичних складових частин на моделюючих установках для визначення показників їх стійкості до зовнішніх чинників, що впливають і зіставлення результатів випробування і розрахунку;

уточнення побудови системи контролю справності (працездатності) апаратури;

проведення випробувань і оцінка показників надійності вузлів і блоків апаратури;

уточнений розрахунок надійності та розробка засобів технічного обслуговування апаратури.

Перераховані вище організаційно-технічні заходи забезпечують на всіх етапах проектування виконання робіт, що підвищують надійність і якість РЕА.

Перелік контрольних запитань до ІХ розділу:

- 9.1. Які основні питання вирішуються на етапі технічного проектування?
- 9.2. Які принципові зміни з'явилися у конструктивних методах розроблення РЕА при появі нової елементної бази (на прикладі мікрополоскових НВЧ пристроїв)?
- 9.3. Які нові напрями компонування МЕА (РЕА) ви знаєте?
- 9.4. Напишіть аналітичний вираз для показника складності компонування вузла РЕ пристрою.
- 9.5. Назвіть типи корпусів інтегральних мікросхем згідно ГОСТ-17467-79 «Микросхемы интегральные. Основные размеры.»
- 9.6. Назвіть основні типи міжвузлових з'єднань.
- 9.7. Назвіть основні показники виграшу при використанні волоконо-оптичних ліній зв'язку між блоками апаратури.

- 9.8. Назвіть причини відмінностей компонування МЕУ НВЧ від компонування середньочастотних та імпульсних (цифрових) пристроїв.
- 9.9. Які є засоби підвищення надійності РЕА?
- 9.10. Які основні роботи складають цикл заходів по забезпеченню надійності РЕА на основних стадіях проектування (технічної пропозиції, ескізного проектування, технічного проектування)?

## 10. ПОПЕРЕДНІЙ ПІДСИЛЮВАЧ НА МІКРОСХЕМАХ

Наведено опис високоякісного попереднього підсилювача на мікросхемах серії K157, не містить дефіцитних деталей. Підсилювач має селектор входів, регулятор гучності з тонкомпенсацією, нормуючий підсилювач, відключається регулятор тембру, регулятор стереобаланса, а також відключаються фільтри. Для поліпшення споживчих властивостей до складу підсилювача включений індикатор перевантаження, підсилювач для навушників і пристрій, що запобігає клацання при включенні і виключенні живлення.

Попередній підсилювач зібраний на семи інтегральних мікросхемах і трьох транзисторах, має наступні характеристики: діапазон відтворюваних частот від 20 Гц до 20 кГц, чутливість входів 1-5 -250 мВ, вхідний опір - 200 кОм, номінальна вихідна напруга - 775 мВ, коефіцієнт гармонік у діапазоні частот від 40 Гц до 16 кГц, - не більше 0,02%, межі регулювання тембру на частотах 60 Гц і 15 кГц 12 дБ, відношення сигнал / зважений шум - 70 дБ, відношення сигнал / фон - 70 дБ, перехідне загасання між каналами - 50 дБ, спад АЧХ при включених кнопках «Обмеження НЧ» і «Обмеження ВЧ» на частотах 60 Гц і 15 кГц - 3 дБ.

Схема з'єднань вузлів попереднього підсилювача наведена на рис. 10.1. Він складається з селектора входів, регулятора гучності, регулятора тембру з відключати фільтрами обмеження низьких і високих частот, індикатора перевантаження, підсилювача для навушників, пристрої блокування та блоку живлення.

Принципова схема селектора входів представлена на рис. 10.2.

На вхід попереднього підсилювача сигнали надходять через роз'єми XS1-xS5, в якості яких використані уніфіковані з'єднувачі ОНЦ-ВГ-4-5/16-В. Входи 1-3 мають розведення, що дозволяє підключити такі джерела звукових програм, як програвач компакт-дисків, програвач грамплатівок, магнітофон, а входи 4,5 - радіоприймач, тюнер. Комутація входів механічна, за допомогою перемикача



5A1. Резистори K1-K10 служать для запобігання клацань при перемиканнях входів. Через резистори K11 і K12 входні сигнали з селектора входів надходять на регулятор гучності з нормує підсилювачем, принципова схема якого показана на рис. 10.3.

Для простоти зображений тільки один канал посилення (лівий), а номери виводів правого каналу дані в дужках. Здвоєним змінним резистором K1 регулюють гучність, при малих рівнях якої перемикачем 5A1 може бути включена ланцюг тонкомпенсації K2-K4, C1, C2. Використана схема тонкомпенсації, що дозволяє обійтися без змінних резисторів з відводами. Сигнал з середнього виведення змінного резистора K.1 через розділовий конденсатор C3 надходить на вхід нормуючого підсилювача на операційному підсилювачі (ОП) Ва1. Коефіцієнт посилення цього підсилювача дорівнює  $1 + K7/K6 = 5,68$ , що достатньо для підвищення рівня сигналу на виході попереднього підсилювача до величини 775 мВ з урахуванням втрат в регуляторі стереобаланса. З виходу ОП 1) А1 сигнал через ланцюг C5-K8 надходить на наступний вузол - регулятор тембру і стереобаланса, принципова схема якого дана на рис. 10.4.

Регулятор тембру виконаний на ОП ОА2 за відомою схемою, що знайшла застосування як у промисловій, так і в аматорській звуковідтворювальній апаратурі. Резистором K4 здійснюють регулювання високих частот, а R5 - низьких.

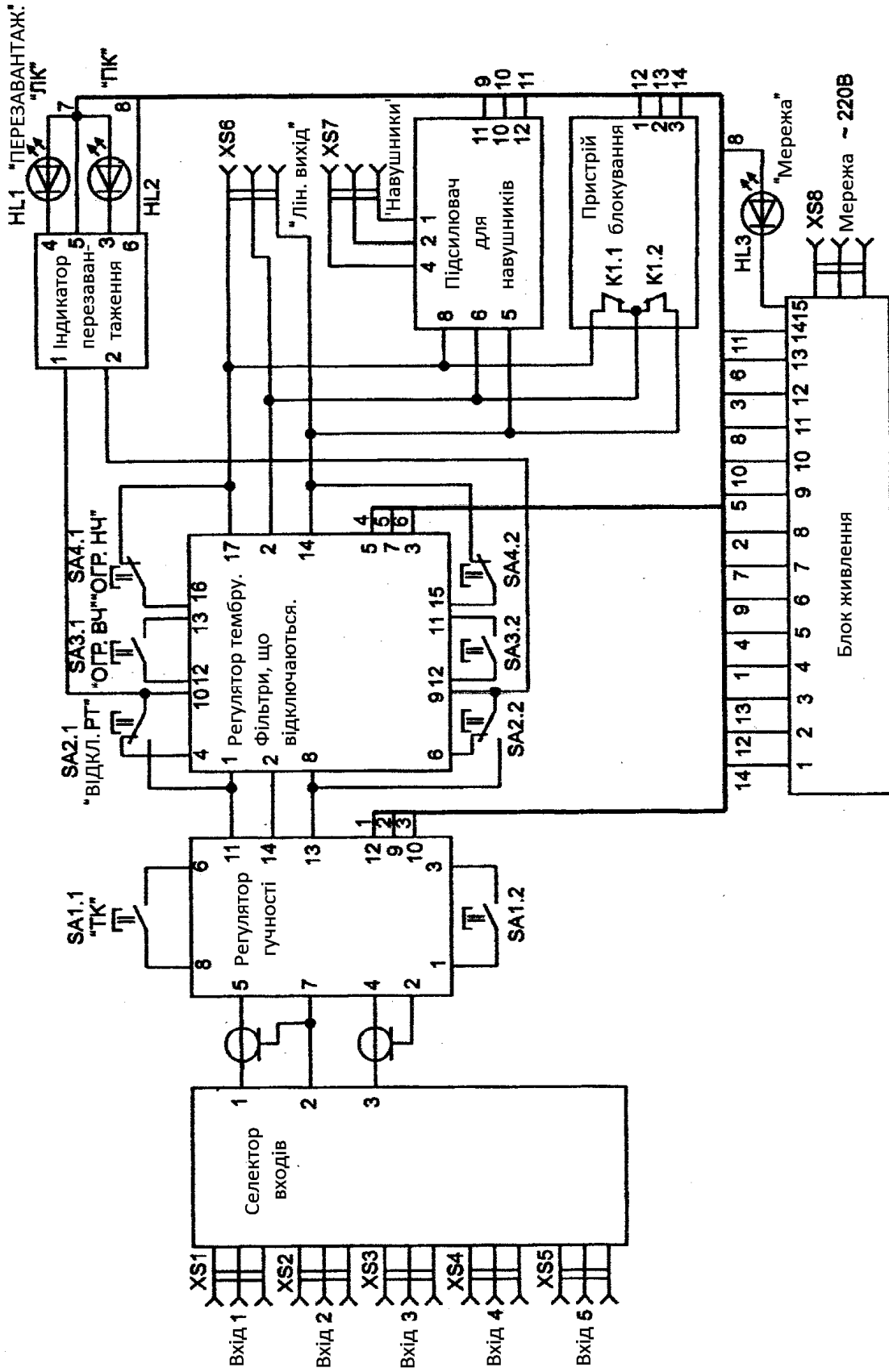


Рис. 10.1. Схема з'єднань вузлів попереднього підсилювача.

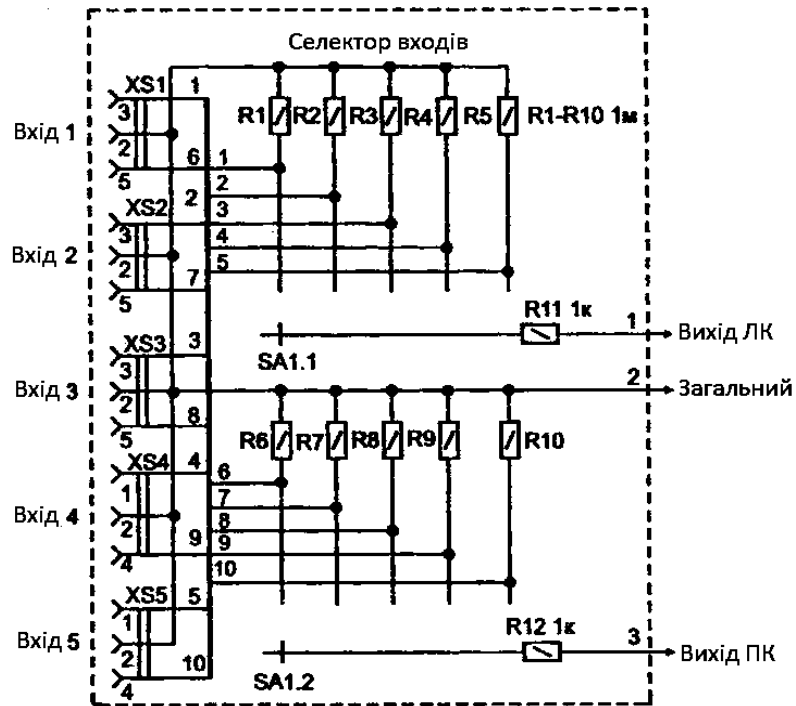


Рис. 10.2. Принципова схема селектора

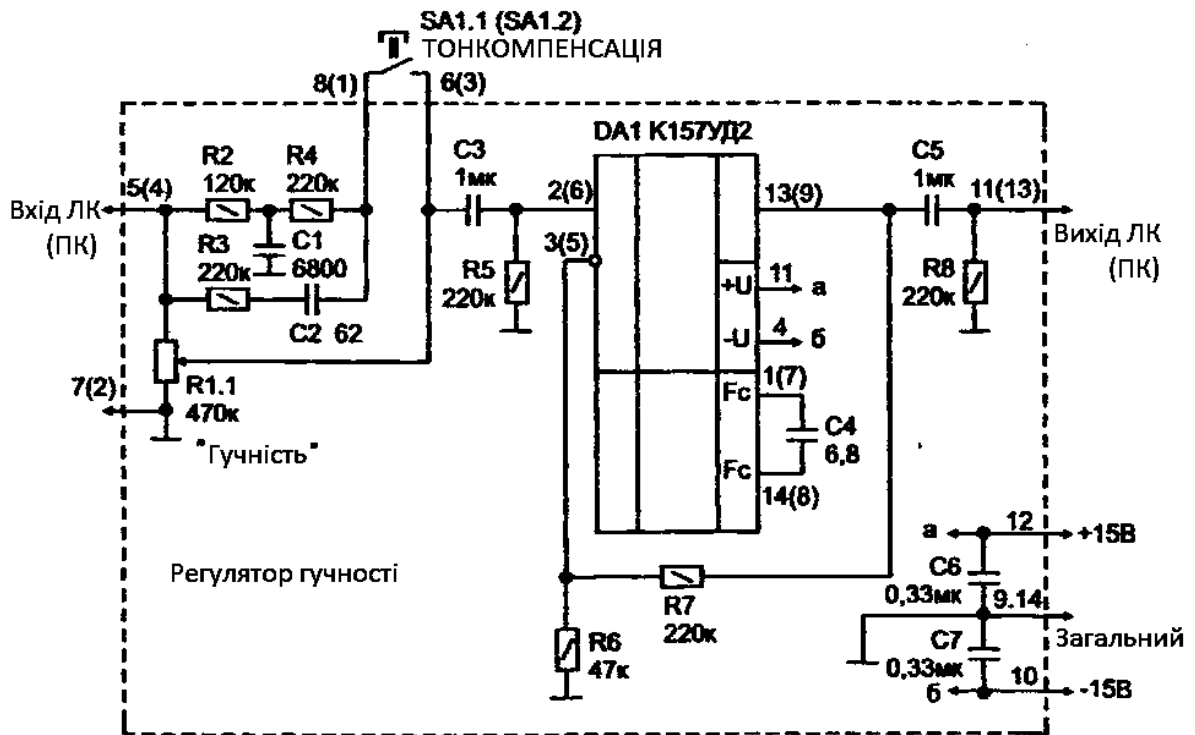
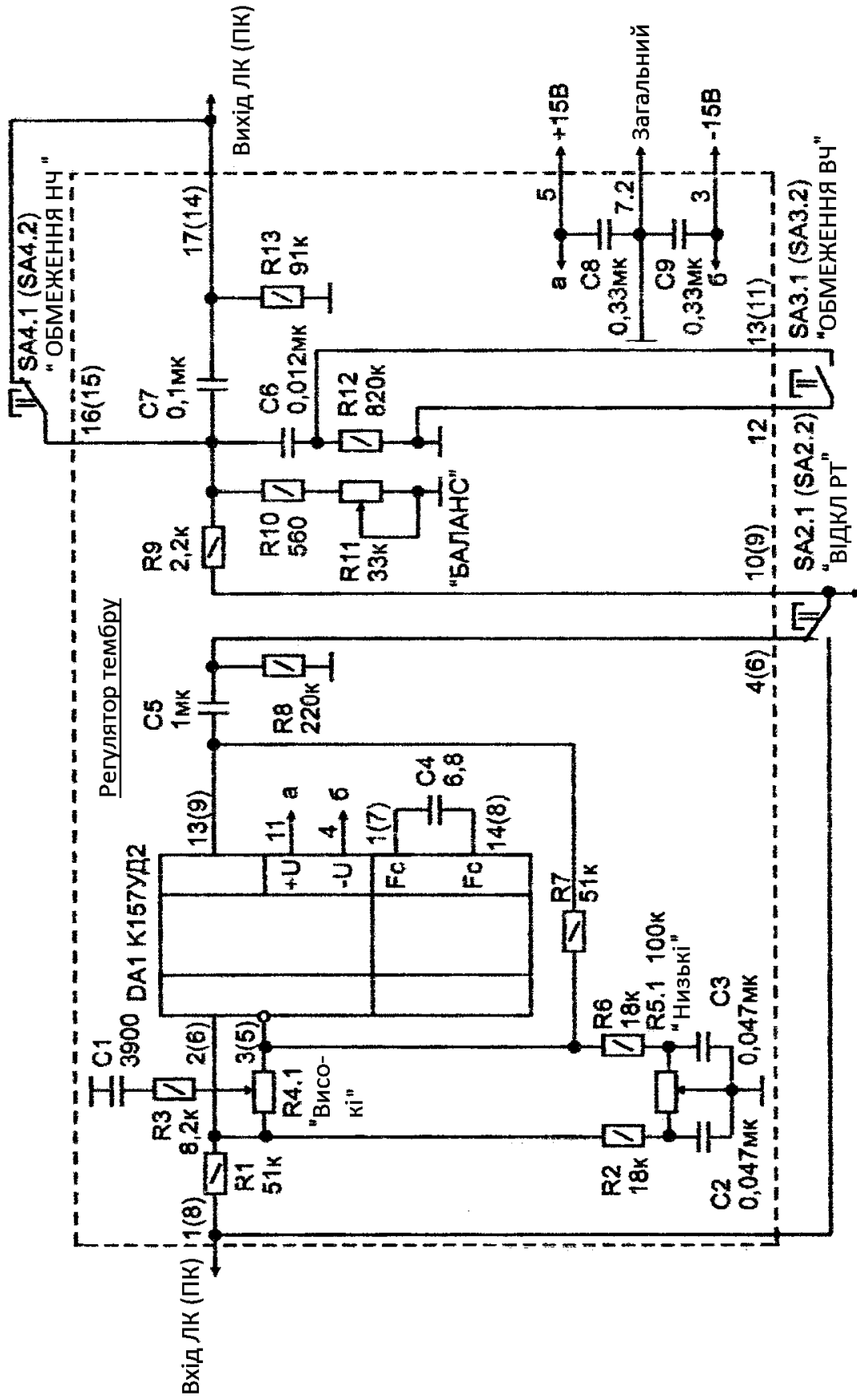


Рис. 10.3. Принципова схема регулятора гучності



До індикатору перезавантаження

Рис. 10.4. Принципова схема регулятора тембру

За допомогою перемикача SA2 регулятор тембру може бути виключений з тракту посилення звукового сигналу. В залежності від положення перемикача SA2 сигнал з виходу нормуючого підсилювача або з виходу регулятора тембру надходить на регулятор стереобалансу - дільник на резисторах R9-R11. В якості регулятора стереобалансу використовується здвоєний змінний резистор K11, має фіксацію в середньому положенні. Ланцюги R9, C6 і C7, R13 утворюють відповідно фільтри нижніх і верхніх частот, що відключаються перемикачами SA3 («Обмеження ВЧ») і SA4 («Обмеження НЧ»). Резистор R12 усуває клацання при перемиканні SA3. Сигнал з виходу пасивних фільтрів - контакту 17 (14) надходить на роз'єм XS7 («Лінійний вихід»).

З виходів 10 (9) регулятора тембру сигнал поступає на індикатор перевантаження (рис. 10.5). Виконаний на спеціалізованій мікросхемі типу K157ХП1 (DA1) за типовою схемою включення. Для індикації пікового рівня сигналів в каналах попереднього підсилювача використані світлодіоди HL1 («Лівий канал») і HL2 («Правий канал»). Постійна часу індикації визначається ємністю конденсаторів C3 і C4. Рівень спрацювання світлодіодів HL1 та HL2 встановлюють резисторами підлаштування R1 і R4 відповідним перевищенню номінального рівня виходу попереднього підсилювача на 0,8 дБ (850 мВ). Максимальна неспотворене вихідна напруга попереднього підсилювача складає близько 8 В, тому індикатор перевантаження вказує лише на перевищення номінального вхідного напруги підсилювача потужності, а не на перевантаження, як таке.

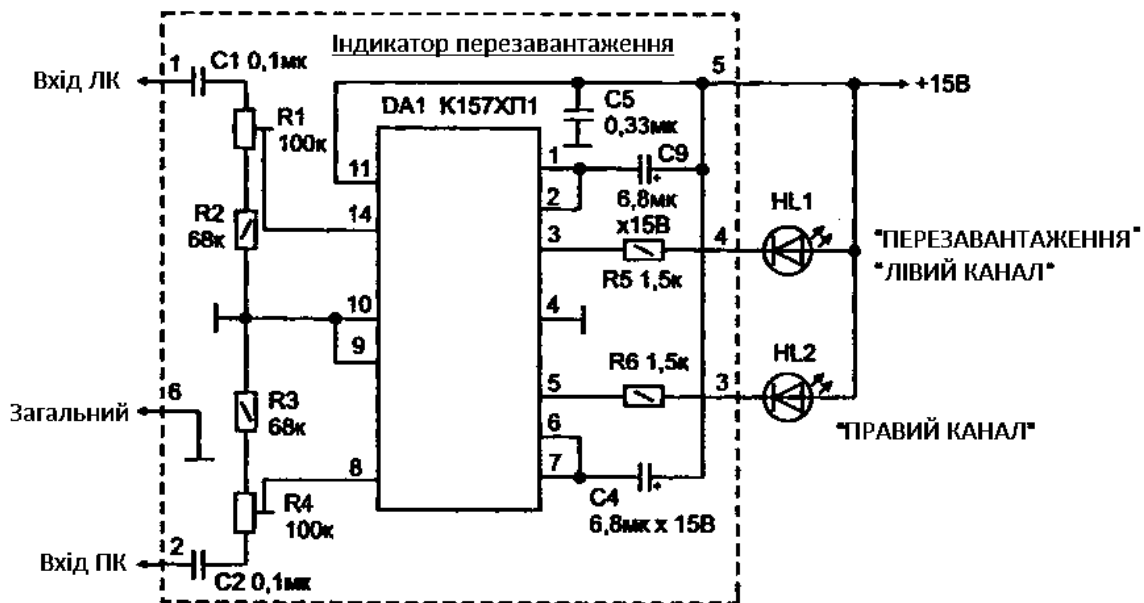


Рис. 10.5. Принципова схема індикатора перезавантаження

Сигнал з виходу 17 (14) регулятора тембру надходить також на вхід підсилювача для навушників (рис. 10.6), реалізованого на двох універсальних ОУ середньої потужності К157УД1 (DA1, DA2). Коефіцієнт підсилення підсилювача для стереонавушників в кожному з каналів дорівнює  $1 + R6(R8)/R7(R9)$ . Резистори R4, R5 необхідні для зменшення напруги зміщення нуля ОУ, конденсатори C3, C4 компенсують спад АЧХ на високих частотах. Навушники підключені до виходів ОУ через ділянки R10-R11 (R12-R13). Конденсатори C7, C9, C11 (C8, C10, C12) служать для корекції ОУ, конденсатори C5, C6 шунтують ланцюга живлення підсилювача по високій частоті.

Пристрій блокування (рис. 10.7) виконує функцію захисту, затримуючи подачу сигналу на виходи попереднього підсилювача, щоб усунути неприємні на слух і небезпечні для акустичних систем перехідні процеси в момент включення, і забезпечуючи швидке шунтування виходів відразу після вимкнення попереднього підсилювача. Схема пристрою запозичена у попереднього підсилювача «Корвет». Пристрій виконаний на складеному транзисторі VT2, VT3, в колекторному ланцюзі якого включено електромагнітне реле K1. При знеструмленому реле контакти K1.1 і K1.2 замикають виходи каналів попереднього підсилювача на загальний провід.

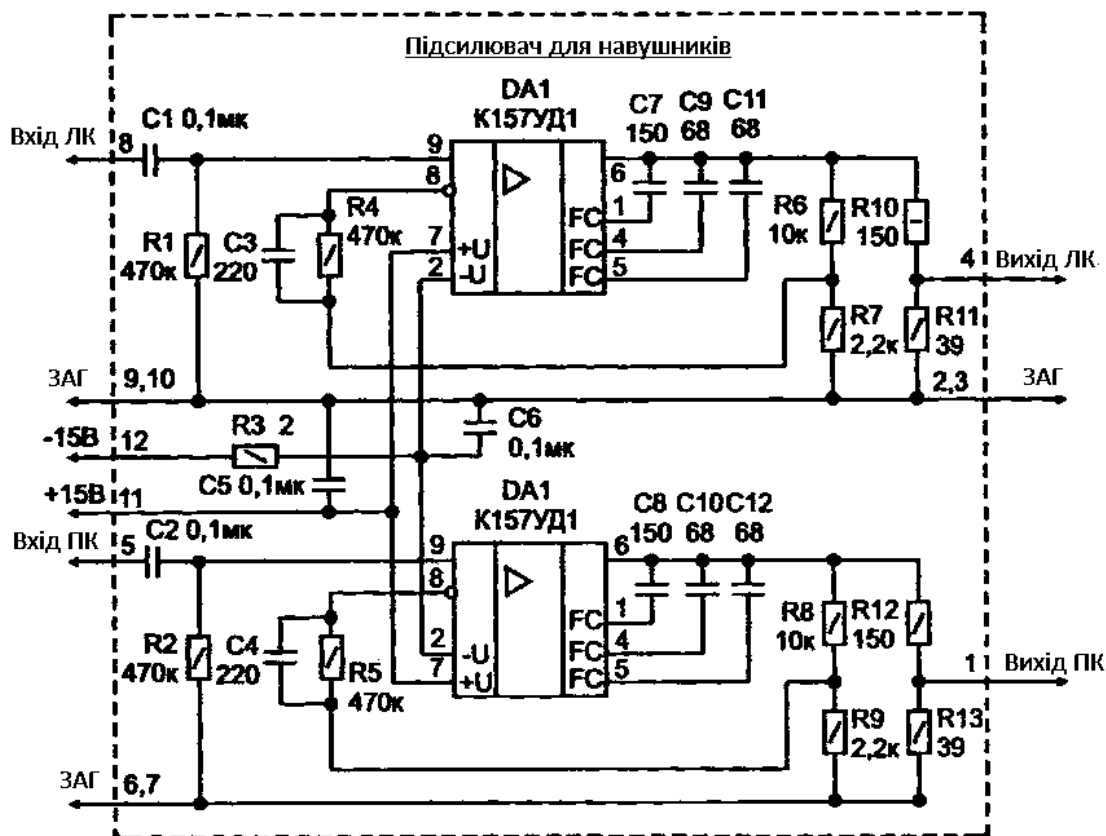


Рис. 10.6. Принципова схема підсилювача для навушників

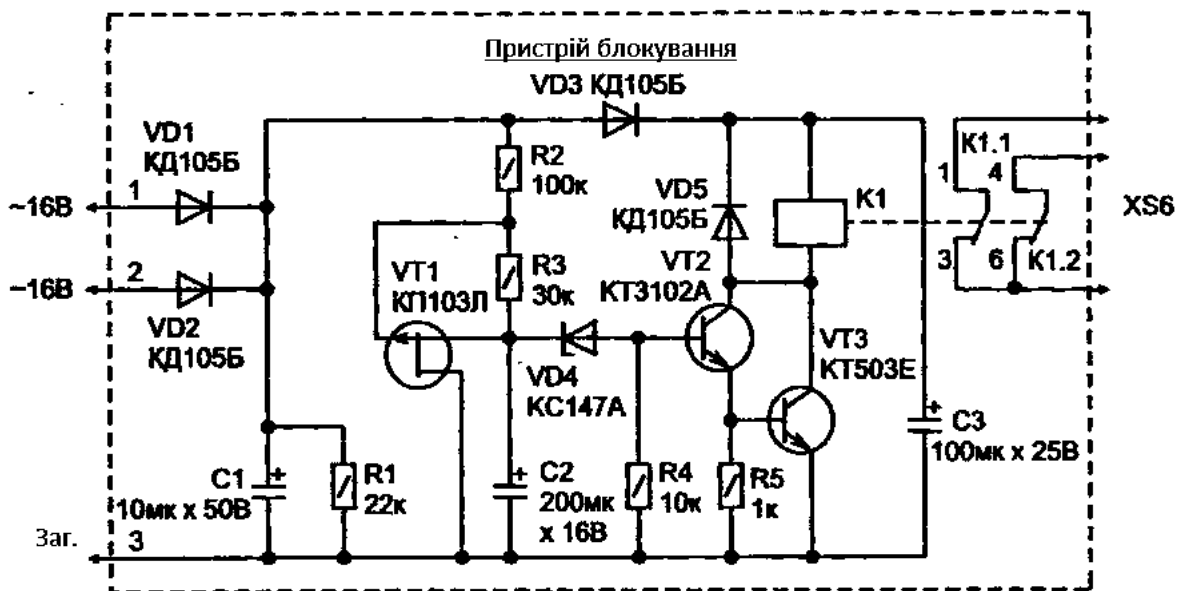


Рис. 10.7. Принципова схема пристрою блокування

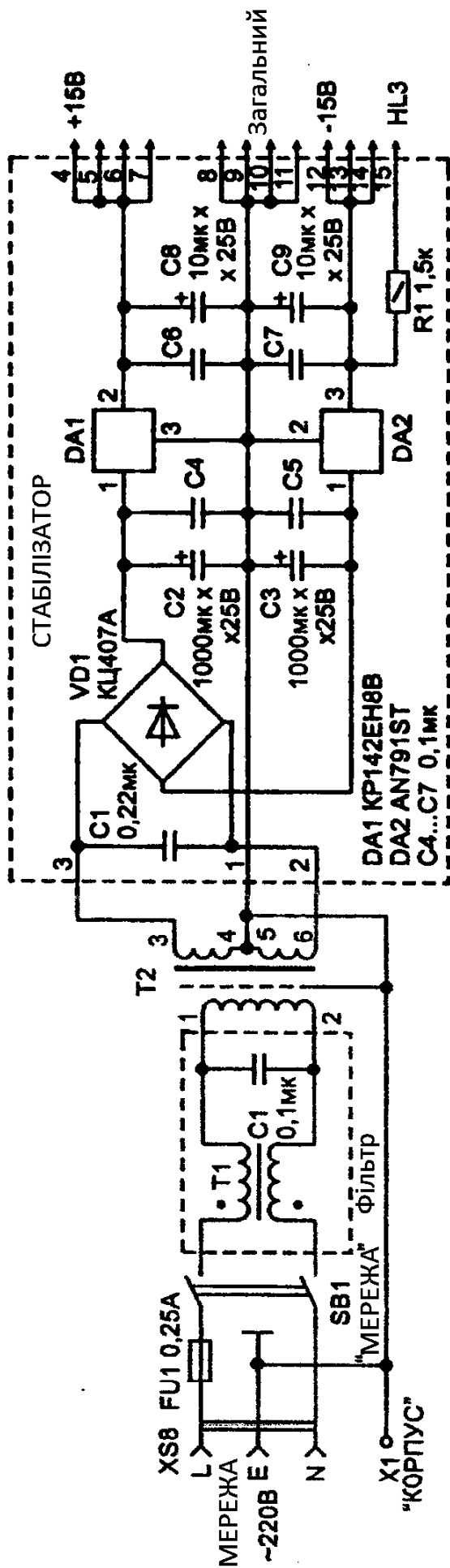


Рис. 10.8. Принципова схема блоку живлення



При включенні живлення через резистори R2, R3 заряджається конденсатор C2. Оскільки в початковий момент часу конденсатор розряджений, падіння напруги на резисторі R3 перевищує напруга відсічення польового транзистора VT1, останній закритий і не заважає процесу зарядки конденсатора C2. При досягненні на конденсаторі C2 напруги 5Д.Д1 В складовою транзистор відкривається, реле спрацьовує, і контакти K1.1, K1.2 розмикаються, дозволяючи проходження сигналу на вихідні гнізда XS6 попереднього підсилювача і на входи підсилювача для навушників. Надалі процес зарядки конденсатора C2 припиняється, а резистори R2, R3 разом з каналом польового транзистора VT1 утворюють дільник, падіння напруги на якому підтримується на зазначеному вище рівні, достатньому для утримування транзисторів VT1, VT2 у відкритому стані. При виключенні живлення попереднього підсилювача конденсатор C2 швидко розряджається через канал польового транзистора VT1, забезпечуючи замикання виходів попереднього підсилювача до початку перехідних процесів, пов'язаних з розрядкою конденсаторів блоку живлення.

Затримка включення пристрою блокування при включенні попереднього підсилювача складає близько 4 секунд.

Блок живлення, схема якого наведена на рис. 10.8, забезпечує двухполярну напругу 15 В для живлення вузлів попереднього підсилювача. Блок живлення складається з перемикача мережі SB1, мережного гнізда XS8, тримача запобіжника FU1, плати фільтра, плати стабілізаторів. При включенні перемикача мережі SB1 змінну напругу 220 В надходить через запобіжник FU1 на вхід фільтра, що складається з поздовжнього трансформатора T1 і конденсатора C1, далі на висновки 1 і 2 первинної обмотки трансформатора T2. Знижена напруга з висновків вторинних обмоток 3,4 і 5,6 надходить на плату стабілізатора і пристрій блокування.

Таблиця 10.1. Типи резисторів і конденсаторів, застосованих в підсилювачі

Тип деталі	Вузли попереднього підсилювача						
	Селектор входів	Регулятор гучності	Регулятор тембру	Індикатор перевантаження	Підсилювач для навушників	Пристрій блокування	Стабілізатор блоку живлення
<b>А. Резистори</b>							
МЛТ-0,25, МЛТ-0,125, С1-33Н, С2-14-0Д5	R1—R12	R2—R8	R1—R3, R6—R10, R12, R13	R2, R3, R5, R6	KR—R9, R11, R13	R1—R5	R1
МЛТ-1, ОМЛТ-1					K10, K12		
СПЗ-33-23		K1	R4, R5				
СПЗ-33-22			R11				
СПЗ-33в				R1, R4			
<b>В. Конденсатори</b>							
K73-17, K73-5		C2, C3, C5, C7—C9	C1, C3, C5—C7		C1, C2, C5, C6		C1, C4—C7
K10-17, KM5, KM6		C2, C4	C1, C4, C6	C1—C3	C3, C4, C7—C12		
K50-24						C2, C3	C2, C3, C8, C9
K52-5						C1	
K53-1, K53-4, K53-14				C3, C4			

На платі стабілізатора знаходиться випрямляч на діодах VD1, конденсатори фільтра, що згладжує C2, C3 і інтегральні стабілізатори DA1, DA2, що забезпечують стабілізовані напруги позитивної і негативної полярності. Конденсатор C1 необхідний для усунення перешкод, пов'язаних з нелінійною роботою діодів випрямного моста. Конденсатори C4-C6 забезпечують стійку роботу мікросхем стабілізаторів DA1 і DA2.

Типи резисторів і конденсаторів, застосованих у вузлах попереднього підсилювача, дані в табл. 10.1. Реле К1 - РЕЗ-22, виконання РФ4.500.131П2. У блоці живлення конденсатор С1 типу К78-2 на робочу напругу 1000 В. Перемикачі ПГМ 5П2Н, П2К, перемикач мережі ПКН-41-1. Трансформатор Т1 - саморобний. Він виконаний на кільці фериту 2000НН або 30G0НН діаметром 20 ... 30 мм і містить 23 витка складеного разом проводу МГТФ. Почала обмоток показані на принциповій схемі блоку живлення. Трансформатор Т2 - будь-який малопотужний 10 ... 20 Вт, що має дві вторинні обмотки на напругу 15 ... 16 В і струм не менше 0,2 А. Між первинною та вторинною обмотками бажаний екран.

Попередній підсилювач виконаний на металевому шасі з передньою і задньою стінками. До шасі кріпиться піддон і кожух. Габарити підсилювача 430x360x80 мм. Вигляд передньої панелі попереднього підсилювача даний на рис. 10.9.

Монтаж селектора входів - навісний. Перемикач входів SA1 розташований біля задньої стінки в безпосередній близькості від вхідних роз'ємів. Вісь перемикача SA1 подовжена до передньої панелі. Вузли регулятора тембрів, регулятора гучності, індикатор перевантаження, підсилювача для навушників, стабілізатора живлення і пристрої блокіровкираз-мещени на друкованих платах з одностороннього фольгованого склотекстоліти або гетинаксу товщиною 2 мм. Їхні друковані плати і розміщення елементів показані на рис. 10.10 ÷ 10.15.

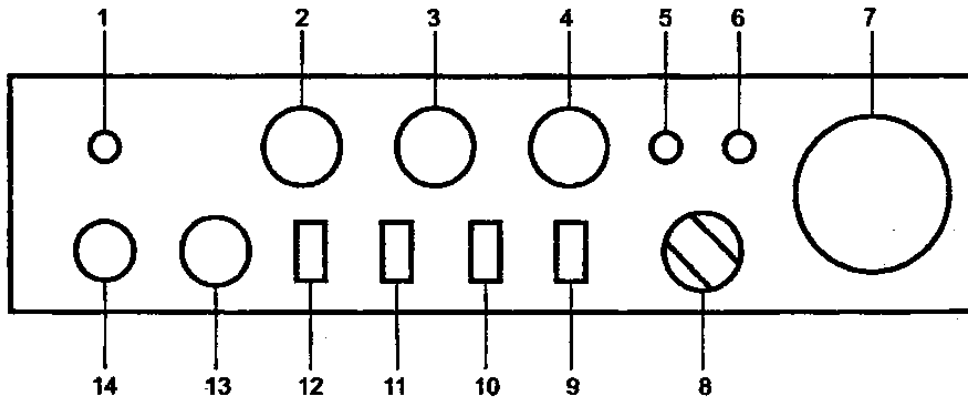


Рис. 10.9. Вигляд передньої панелі підсилювача:

1 - індикатор включення мережі; 2 - регулятор стереобаланса; 3 - регулятор тембру НЧ; 4 - регулятор тембру ВЧ; 5,6 - індикатори перевантаження лівого і правого каналів; 7 - регулятор гучності; 8 - перемикач входів; 9 - кнопка включення тонкомпенсації; 10 - кнопка включення обмежувального ФВЧ; 11 - кнопка включення обмежувального ФНЧ; 12 - кнопка відключення регуляторів тембру; 13 - розетка для підключення навушників; 14 - перемикач мережі

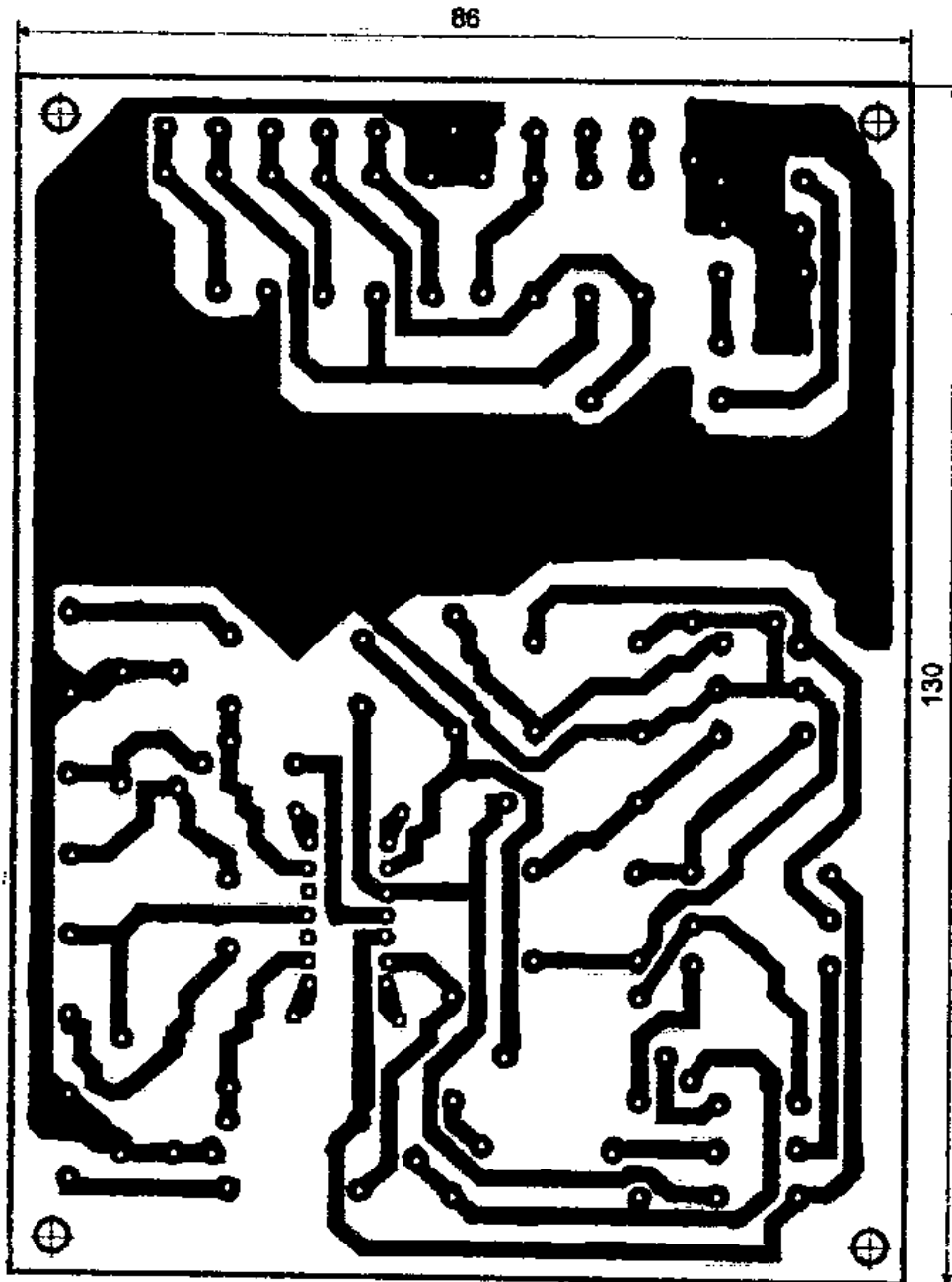


Рис. 10.10, а. Печатна плата регулятора тембрів

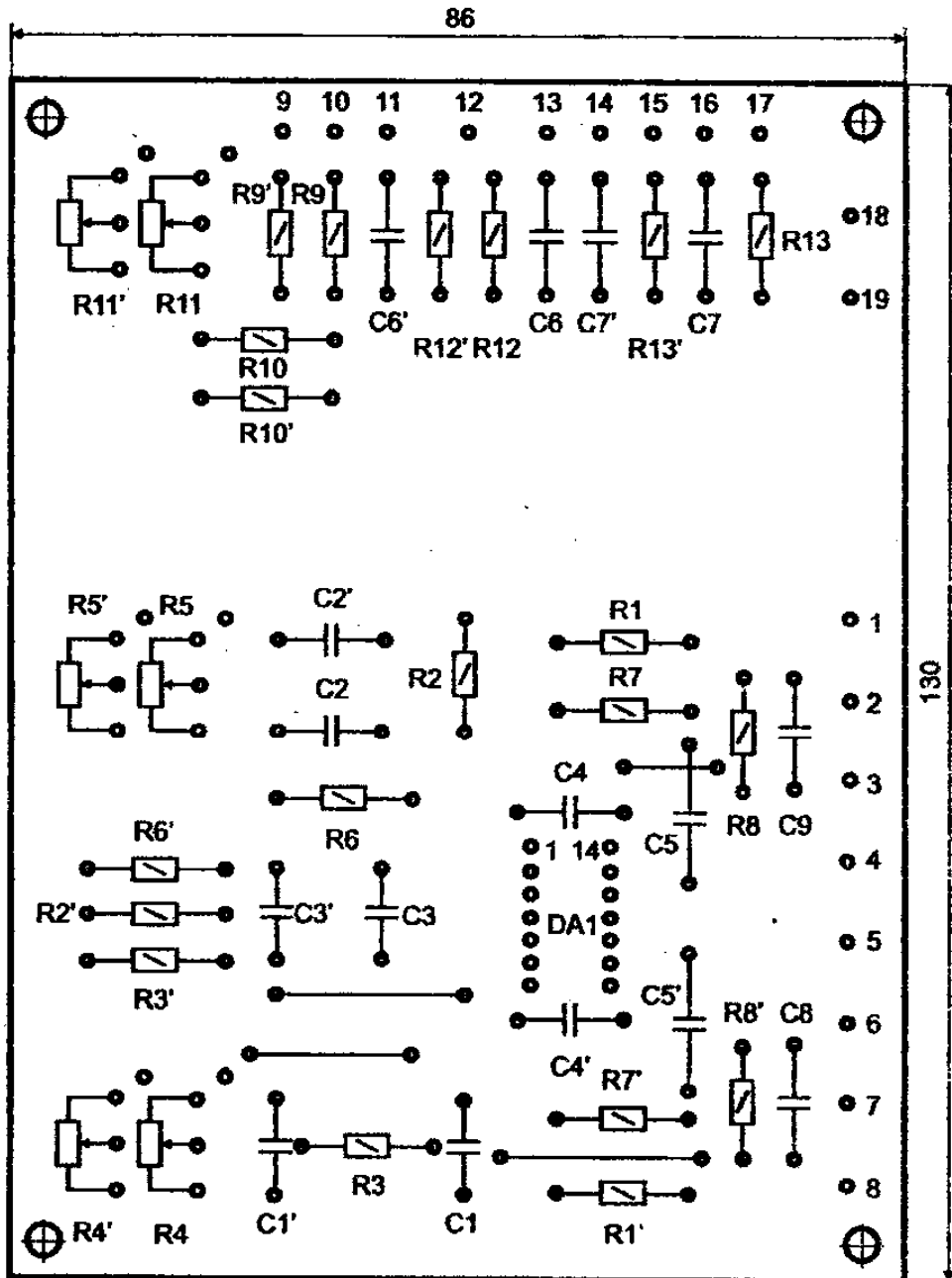


Рис. 10.10, б. Розташування деталей на платі регулятора тембрів

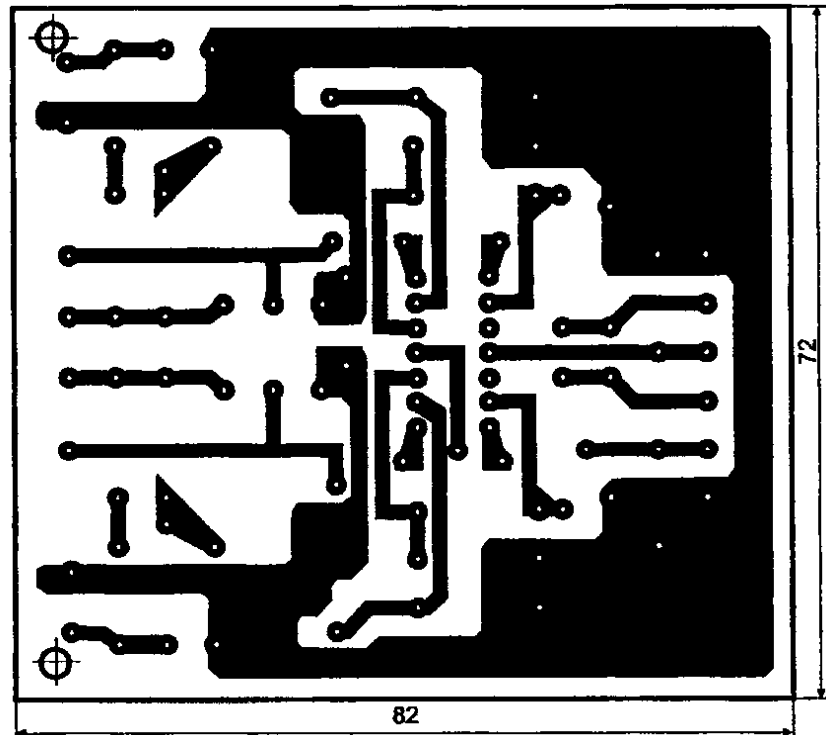


Рис. 10.11, а. Друкована плата регулятора гучності

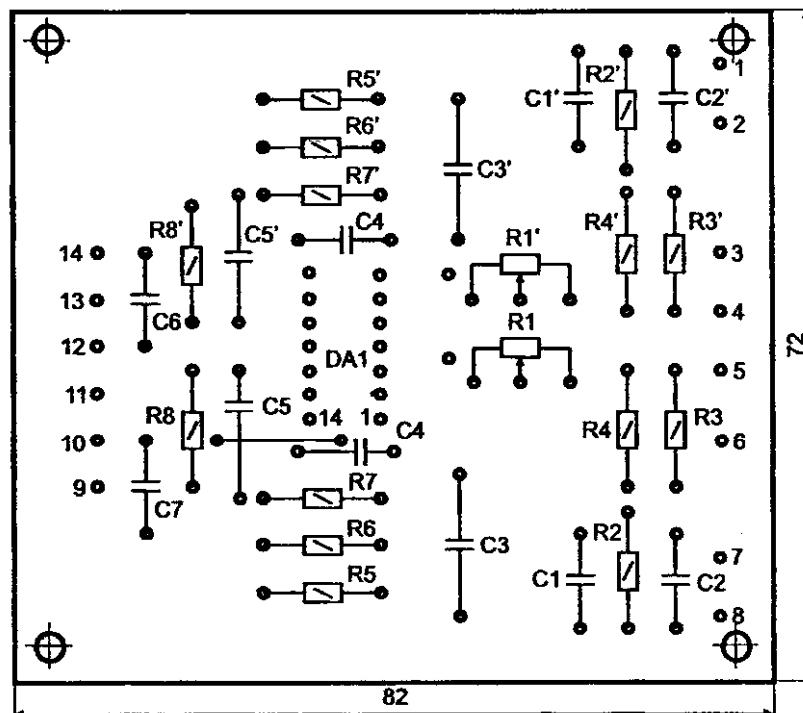


Рис. 10.11, б. Розташування деталей на платі регулятора гучності

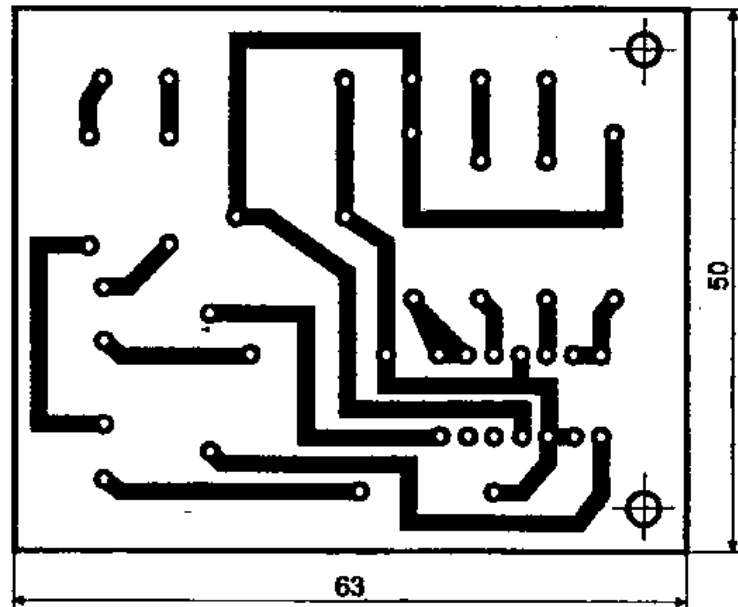


Рис. 10.12, а. Друкована плата індикатора перевантаження

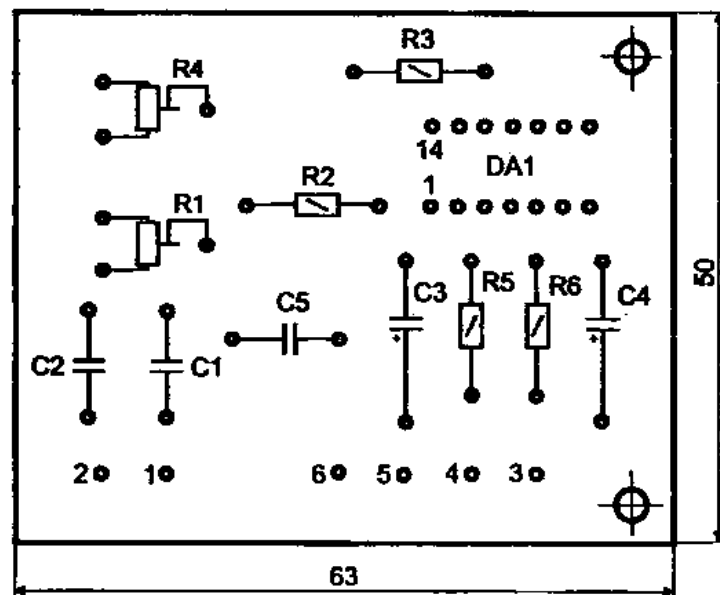


Рис. 10.12, б. Розташування деталей на платі індикатора перевантаження



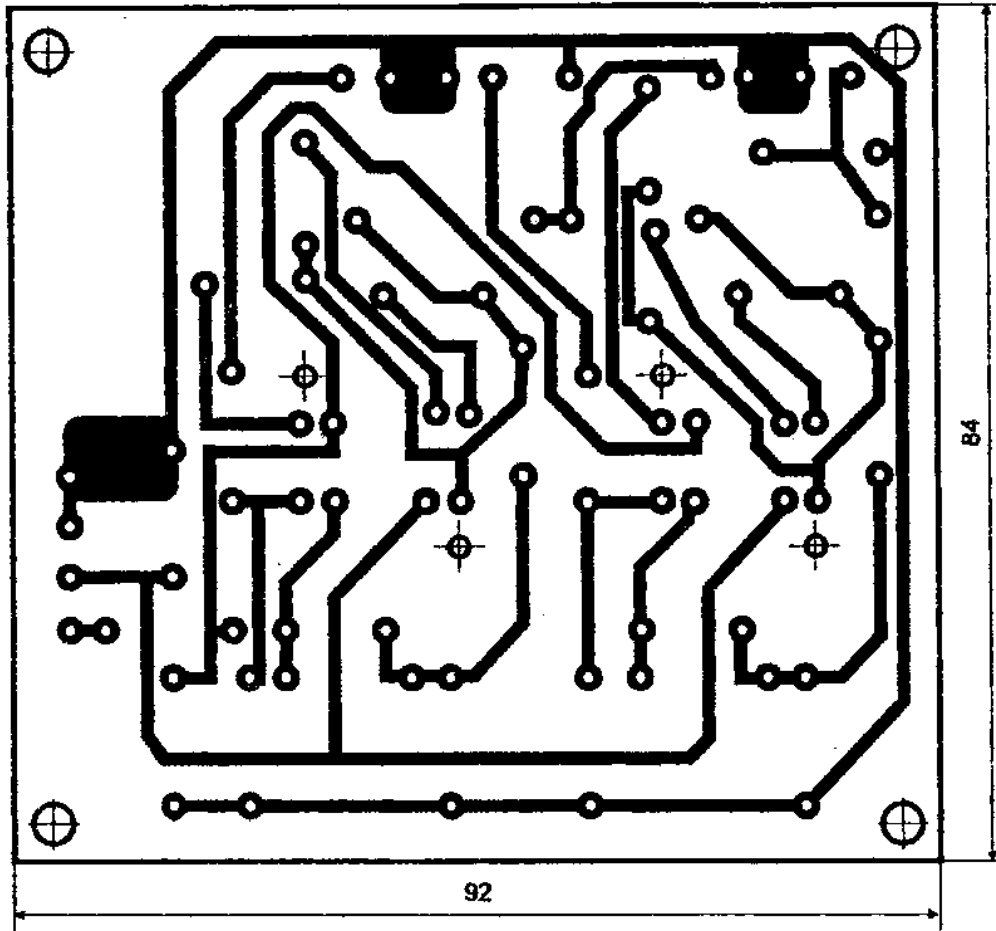


Рис. 10.13, а. Печатна плата підсилювача для навушників

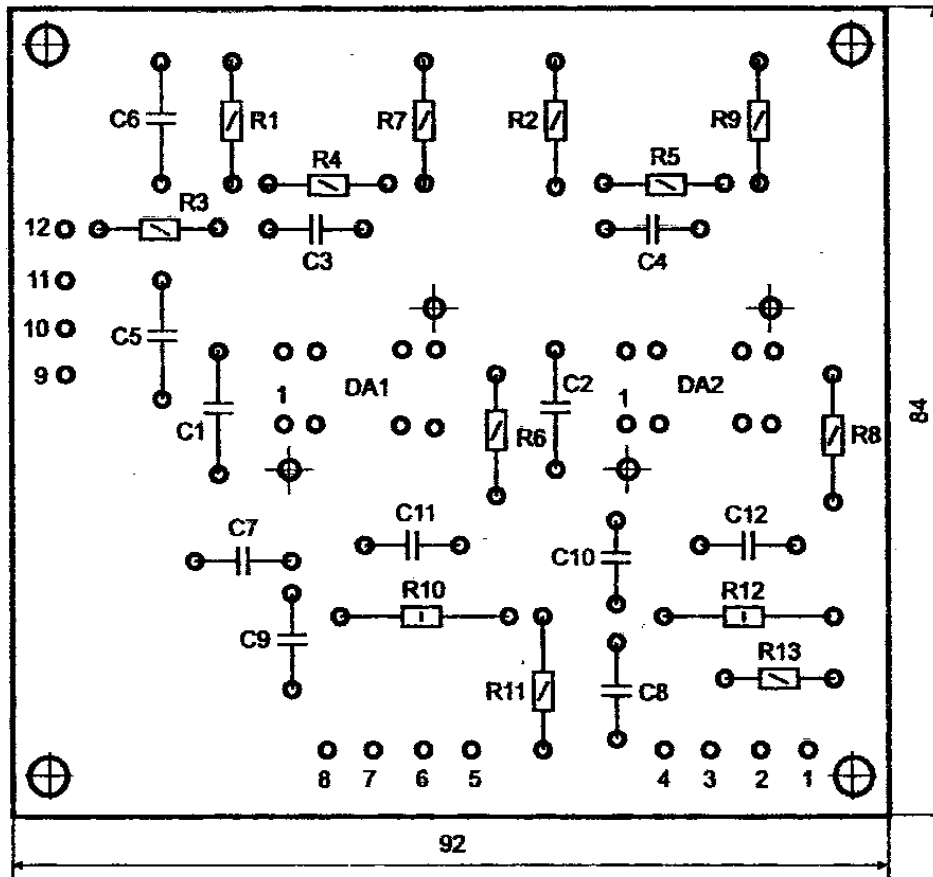


Рис. 10.13, б. Розташування деталей на платі підсилювача для навушників

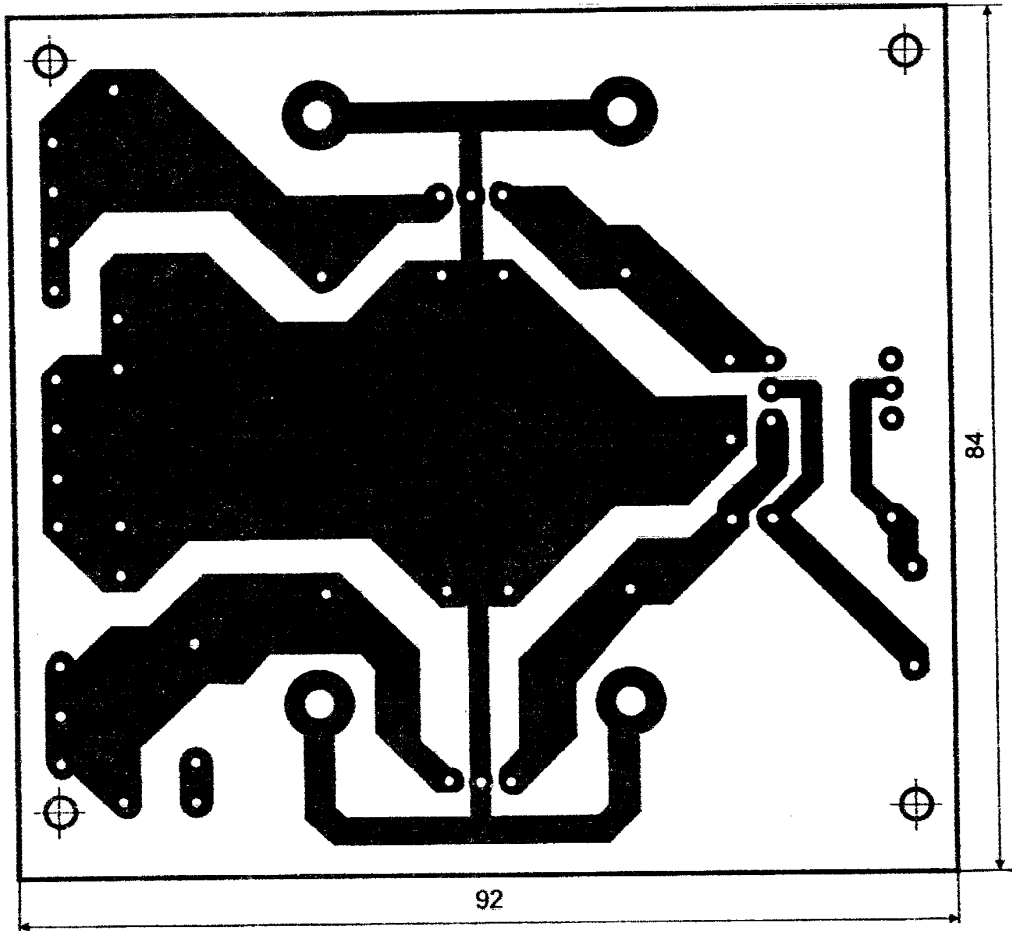


Рис. 10.14, а. Печатна плата стабілізатора.

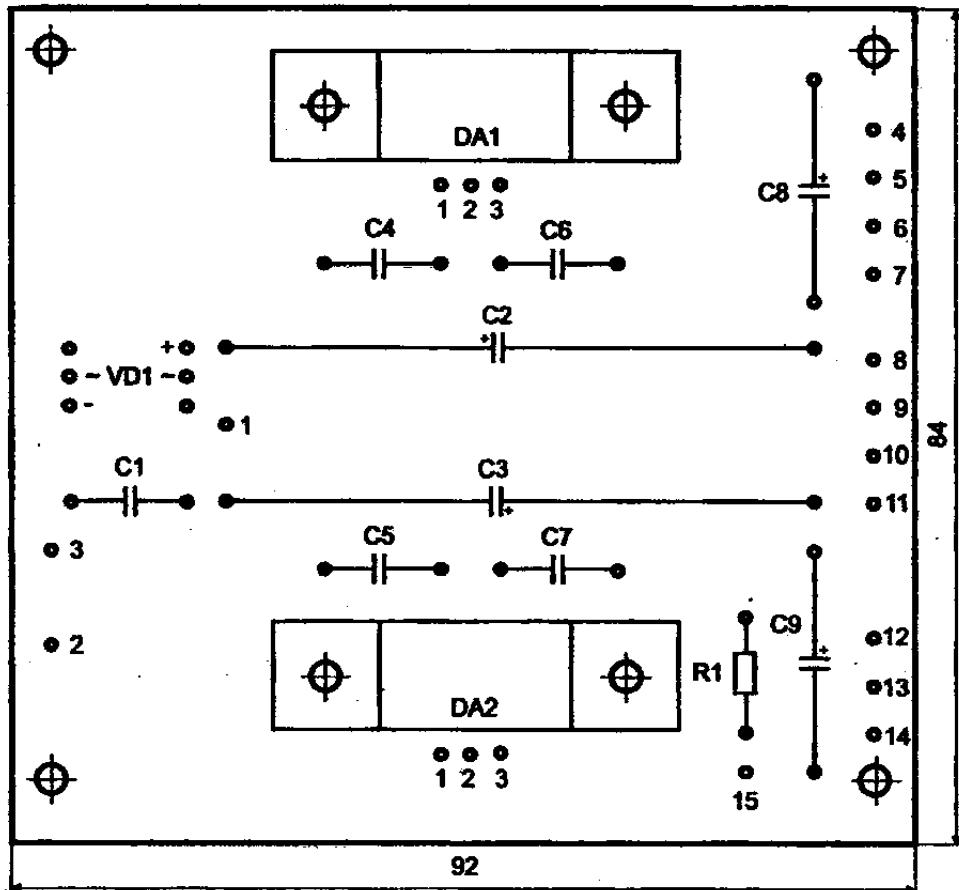


Рис. 10.14, б. Розташування деталей на платі стабілізатора

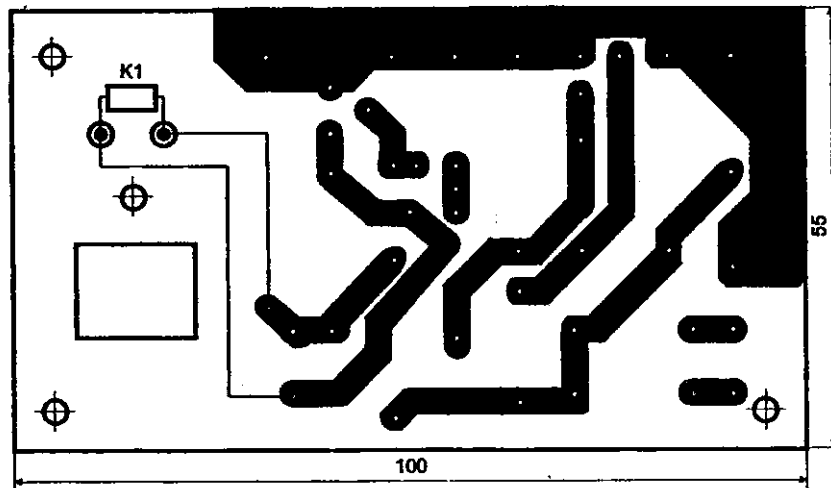


Рис. 10.15, а. Друкована плата пристрої блокування

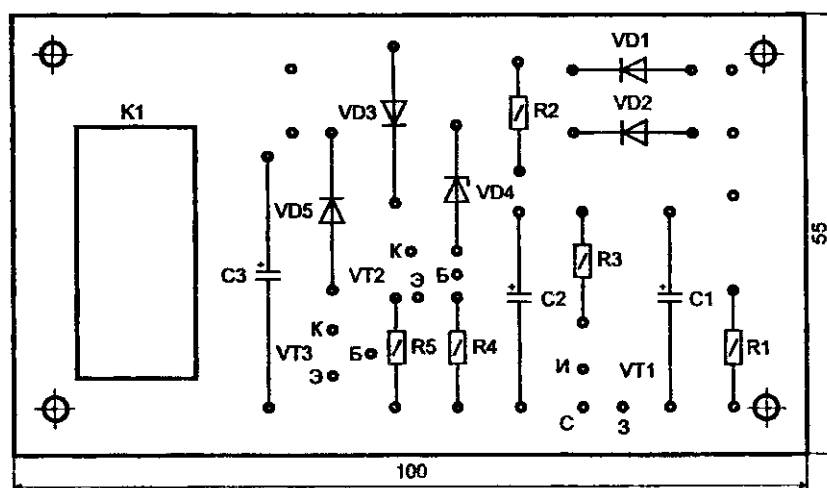


Рис. 10.15, б. Розташування деталей на платі пристрою блокування

Мікросхеми DA1, DA2 підсилювача для навушників забезпечені радіаторами (рис. 10.16) - двома пластинами з дюралюмінію товщиною 1,5 .. 2 мм, прикріпленими зверху і знизу кожної мікросхеми за допомогою гвинтів або заклепок.

На друкованій платі підсилювача для навушників радіатори закріплені гвинтами M2x10 з гайками, між радіаторами і друкованою платою встановлені



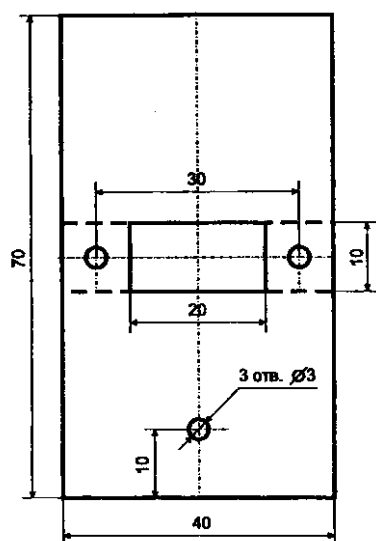


Рис. 10.17. Радіатор інтегрального стабілізатора КР142ЕН8В (АОТ915К)

Перелік контрольних запитань до X розділу:

- 10.1. Назвіть основні вузли попереднього підсилювача та намалюйте схему з'єднань його вузлів (7 вузлів).
- 10.2. Назвіть основні характеристики попереднього підсилювача.
- 10.3. Намалюйте принципові схеми: селектору входів, регулятора гучності, регулятора тембру, індикатора перевантаження, підсилювача для навушників, пристрою блокування, блоку живлення попереднього підсилювача та прокоментуйте їх склад і роботу.
- 10.4. Назвіть типи резисторів, транзисторів, діодів і конденсаторів, застосованих в вузлах попереднього підсилювача.
- 10.5. Назвіть типи мікросхем і операційних підсилювачів, застосованих в підсилювачі.

- 10.6. Розкажіть про конструктивне виконання підсилювача (корпус, друковані плати, роз'єми, радіатори, стійки, гвинти, гайки, типи проводів та ін.).
- 10.7. Які заходи проводяться перед монтажем вузлів підсилювача?
- 10.8. У чому полягає процедура налагодження попереднього підсилювача, що є останньою операцією при цьому?



## Література.

1. **Гуткин Л. С.** О синтезе радиосхем по нескольким показателям качества.— Радиотехника, 1972, № 9, с. 62-65.
2. **Автоматизация** обработки, передачи и отображения радиолокационной информации / Под. ред. В. Г. Корякова. М.: Сов. радио, 1975. 303 с.
3. **3. Автоматизированная** система комплексного машинного проектирования изделий СВЧ электронной техники.— Электронная техника, 1978, № 1, с. 93-117.
4. **Волков В. М., Курілін Б. І.** Методи оптимальною проектування складних систем. К.: Техніка, 1971. 88 с.
5. **Кенни Г. К.** Sceptre — основная программа машинного проектирования. Электроника, 1971, №3, с. 2.
6. **Цветков А. Г.** Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных средств. М.: Сов. радио, 1971. 201 с.
7. **Богданович З. П., Юхименко А. И.** Принятие сложных многокритериальных решений в экономических системах. К.: АН УССР, Ин-т кибернетики, 1971, 11с.
8. **Ильин В. Н.** Машинное проектирование электронных схем. М.: Энергия, 1972. 280 с.
9. **Носов Ю. Р., Петросянц К. О., Шилин В. А.** Модели компонентов для машинного проектирования интегральных схем.— Зарубежная электронная техника. 1972. № 6, С. 62.
10. **Чахмахсадян Е. А., Бармаков Ю. Н Гольденберг А. Э.** Машинный анализ интегральных схем. М.: Сов, радио, 1974. 270 с.
11. **Poche M. M.** Modeles mathematiques de composants integers.- Collogue International sus la microelectronique avancee, 1970, №6, Apr., p. 170.

12. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Алгоритмы анализа электронных схем. М.: Сов. радио, 1976. 608 с.
13. **Носов Ю. Р., Петросянц К. О., Шилин В. А.** Математические модели элементов интегральной электроники. М.: Сов. радио, 1976, 304 с.
14. **Самсоненко С. В.** Цифровые методы оптимальной обработки радиолокационных сигналов. М.: Воениздат, 1968. 319 с.
15. **Луберг Э. О., Здрок А. Г.** Расчет схем методами линейного программирования. М.: Энергия, 1972. 80 с.
16. **Аоки М.** Введение в методы оптимизации. М.: Наука, 1977. 343 с.
17. **Гребен А. Б.** Проектирование аналоговых ИМС / Пер. с англ. М.: Энергия, 1976. 256 с.
18. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р.** Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. М.: Связь, 1971. 378 с.
19. **Волков В. М., Иванько А. А.** Нестационарные процессы в элементах фазометрических систем. К.: Техніка, 1977. 122 с.
20. **Комплексная микроминиатюризация электронной аппаратуры /** О. А. Бакрунов, А. А. Газаров, А. А. Гусев и др.— Электронная пром-сть, 1980, № 3, с. 42-51.
21. **Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры /** Под. ред. Б. Ф. Высоцкого. М.: Сов. радио, 1977. 351 с.
22. **Шлыков А. А., Газаров А. А.** Современное состояние и перспективы конструирования микроэлектронной аппаратуры.— Электронная техника, 1979, №6, с. 3-9.
23. **Лаймен.** Рост числа выводов стимулирует конструктивные изменения корпусов для БИС.— Электроника, 1977, № 6, с. 30-46.
24. **Ефимов И. С., Кальман И. Г., Мартынов В. И.** Надежность твердых интегральных схем. М.: Изд-во стандартов, 1979. 74с.

25. **Конструирование** микроэлектронной аппаратуры / Под. ред. Б. Ф. Высоцкого. М.: Сов. радио, 1975. 121 с.
26. **Кроунз**. Расчет стоимости проверки БИС. — Электроника, 1978, №1, с. 71-75.
27. **Гуськов Г. Я., Седунов Б. И.** Конструирование сложной микроэлектронной аппаратуры. — Электронная пром-сть, 1977, №6, с.28-36.
28. **Дворкин В. Е., Потураев О. С.** Применение вероятностного метода анализа причин отказов цифровых ИС к оценке достоверности контроля логических узлов МЭ ЦВМ. — Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника, 1977, вып. 4 (70), с. 98-102.

## НАВЧАЛЬНЕ ВИДАННЯ

Розширений конспект лекцій з дисципліни «Конструювання та технологія радіоелектронної апаратури (РЕА)» для студентів денної та заочної форм навчання спеціальності 6.090701 «Апаратура радіозв'язку, радіомовлення та телебачення».

Укладачі: Валерій Устинович Ігнаткін  
Максим Володимирович Кулік

Підписано до друку \_\_\_\_\_ 2012 - \_\_\_\_\_ р  
Формат \_\_\_\_\_. Обсяг \_\_\_\_\_ сторінок.  
Наклад \_\_\_\_\_ екз. Замовлення \_\_\_\_\_ .  
51918, м. Дніпродзержинськ  
Вул. Дніпробудівська, 2