

Лекція 3

Вольтметри, перетворювачі постійного струму та їх вузли

План лекції

3.1. Аналогові вольтметри.

3.2. Масштабні перетворювачі напруги.

Застосовуються для вимірювання постійних напруг в діапазоні від одиниць нановольтів до 1000 вольт. Похибка таких приладів складає $(0,001 \div 1)\%$, вхідний опір одиниці і десятки МОм, час установлення вихідних сигналів $20\text{нс} \div 10\text{с}$.

Прилади поділяються на дві групи: аналогові і цифрові.

3.1. Аналогові вольтметри

Будують за такою структурною схемою:

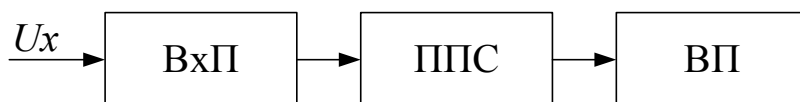


Рис.3.1 Узагальнена структурна схема вольтметра постійного струму: ВхП - вхідний перетворювач, ППС - підсилювач постійного струму, ВП - відліковий пристрій.

Вимоги до ВхП: високий вхідний опір, малі похибки, захист від перевантаження, можливість зміни границь вимірювання.

Вимоги до ППС: малий дрейф „нуля”, стабільність коефіцієнтів передачі.

На рисунку наведено схему вольтметра постійного струму з дільником напруги $R1$, $R2$, схемою захисту ($R3$, VD), схемою перемикання діапазонів вимірювання ($R4 - R7$), показчиком Π .

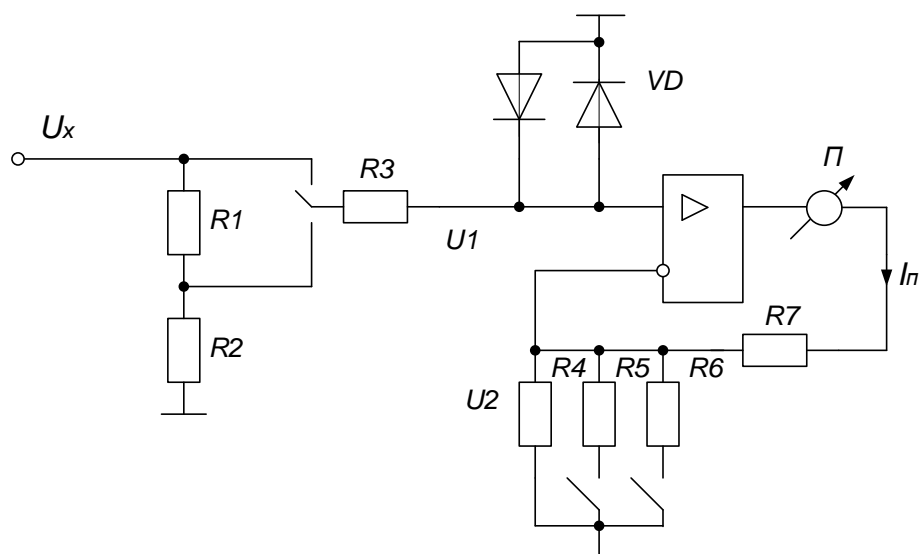


Рис. 3.2 Аналоговий електронний вольтметр

В цій схемі метрологічні характеристики визначаються в основному операційним підсилювачем (ОП) і показчиком.

Сучасний ОП, типу AD8128, який можна застосовувати в цій схемі, має такі характеристики:

- дрейф „нуля” $20\text{нВ}/^\circ\text{C}$;
- напруга зміщення 8 мкВ ;
- температурний діапазон - $40^\circ \div 125^\circ$;
- коефіцієнт підсилення $3 \cdot 10^6$;
- вхідний струм 100 пА ;
- діапазон частот $0 \div 2,2\text{ МГц}$;
- напруга живлення $\pm(2,7 \div 5)\text{ В}$;
- підсилювач з автоматичною корекцією „нуля”.

Основне співвідношення для розрахунку діапазонів вимірювання:

$$U_1 = I_{II} \cdot R_4, \text{ або } U_1 = I \cdot R_4 \cdot R_5 / (R_4 + R_5), \text{ або } U_1 = I_{II} \cdot R_4 \cdot R_6 / (R_4 + R_6)$$

Зміну діапазонів вимірювання, як правило, виконують через 20 дБ .

3.2. Масштабні перетворювачі напруги

Для зменшення або збільшення напруги застосовують різні масштабні перетворювачі. Вони застосовуються для розширення границь вимірюваної напруги, потужності, нормування рівнів сигналу від різних датчиків при метрологічних і дослідницьких роботах, тощо. Практично майже всі вольтметри, ваттметри, аналізатори спектру, фазометри, вимірювачі нелінійних спотворень, мультиметри і т.д. мають в своєму складі подібні пристрої.

Масштабні перетворювачі (МП) бувають пасивні і активні. Пасивні МП - це резистивні та конденсаторні подільники напруги, трансформатори струму і напруги та інші. Вони використовують для своєї побудови R,C,L-елементи. Активні МП, окрім R,C,L –елементів, використовують ще різні підсилювачі.

Найпростіші подільники напруги

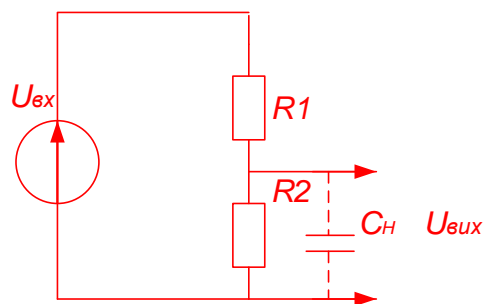


Рис. 3.3 Найпростіший подільник напруги

На рис. 3.3 представлено найпростіший резистивний двохплечий подільник напруги. Головна його характеристика - коефіцієнт ділення.

$$K_{\delta} = R_2 / (R_1 + R_2); R_{BX} = R_1 + R_2; R_{BIX} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2).$$

Якщо $K_{\delta} \ll 1$ то $R_{BX} \approx R_1, R_{BIX} \approx R_2$. Із-за нестабільності резисторів виникає нестабільність K_{δ} . Цю похибку можна оцінити таким чином $R_1 = R_{10} + \Delta R_1 = R_{10} \cdot (1 + \Delta R / R_1) = R_{10} \cdot (1 + \gamma_1)$, де R_{10} - розрахункове значення R_1 , а ΔR_1 - його приріст під дією дестабілізуючих факторів, γ_1 - мультиплікативна похибка R_1 . Так само для $R_2 = R_{20} \cdot (1 + \gamma_2)$. Тепер

$$K_{\delta} = \frac{R_{20} \cdot (1 + \gamma_2)}{R_{10} \cdot (1 + \gamma_1) + R_{20} \cdot (1 + \gamma_2)} = \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}} \cdot \frac{1 + \gamma_2}{1 + (\gamma_1 R_{10} + \gamma_2 R_{20}) / (R_{10} + R_{20})} \approx K_{\delta_0} + (\gamma_2 - \gamma_1) \cdot R_{10} / (R_{10} + R_{20}),$$

$$\text{де } K_{\delta_0} = R_{20} / (R_{10} + R_{20}).$$

$$\text{Похибка } K_{\delta}: \gamma_{\delta} \approx (\gamma_2 - \gamma_1) \cdot R_{10} / (R_{10} + R_{20}).$$

$$\text{При } K_{\delta} \ll 1 \text{ і, відповідно, } R_{10} \gg R_{20} \text{ і } \gamma_{\delta} \approx \gamma_2 - \gamma_1.$$

Тобто похибка подільника залежить від ідентичності R_1 і R_2 і для її зменшення треба вибирати стабільні резистори з однаковими температурними і часовими нестабільностями.

При використанні подільника напруги (рис. 3.1) в колах змінного струму із-за ємності навантаження C_H виникає частотна похибка

$$K_{\delta} = \frac{Z_2}{R_1 + Z_2}, \text{ де } Z_2 = R_2 \frac{1}{j\omega C_H} \left/ \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_H} \right) \right. = R_2 / (1 + j\omega C_H R_2) = R_2 / (1 + j\omega \tau_2).$$

$$\text{Після підстановки отримаємо } K_{\delta} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \tau_{12}}, \text{ де}$$

$$\tau_{12} = C_H R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

$$\text{Модуль } |K_{\delta}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} / \sqrt{1 + (\omega \tau_{12})^2}.$$

Частоту зрізу (частота полюсу) знайдемо із виразу:

$$\omega_{3P} \tau_{12} = 1, \quad f_{3P} = \frac{1}{2\pi C_H R_1 R_2 / (R_1 + R_2)}.$$

На цій частоті модуль передачі $|K_{\delta}|$ зменшується в $\sqrt{2}$ раз відносно коефіцієнта передачі для постійного струму.

Частотна похибка подільника:

$$\gamma_f = \left[|K_{\delta}| - R_2 / (R_1 + R_2) \right] / \left[R_2 / (R_1 + R_2) \right] = \left[1 + (\omega \tau_{12})^2 \right]^{-0.5} - 1 \approx -0.5 (\omega \tau_{12})^2$$

або

$$\gamma_f, \% = -50 (\omega \tau_{12})^2. \quad (2.1)$$

Для зменшення частотної похибки розглянутого подільника застосовують частотну компенсацію (рис. 2.2).

$$K_{\delta} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega \tau_2} \left/ \left(\frac{R_1}{1 + j\omega \tau_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega \tau_2} \right) \right. = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega R_1 R_2 (C_1 + C_2) / (R_1 + R_2)}.$$

$$\text{Модуль } |K_{\delta}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} / \sqrt{1 + \left[\omega R_1 R_2 (C_1 + C_2) / (R_1 + R_2) \right]^2}.$$

При $\omega = 0$ $|K_{\omega}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, при $\omega \rightarrow \infty$ $|K_{\omega}| = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$. При $C_1 R_1 = C_2 R_2$ $|K_{\omega}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, тобто умовою компенсації є рівність $\tau_1 = \tau_2$. При цьому маємо нульову частотну похибку.

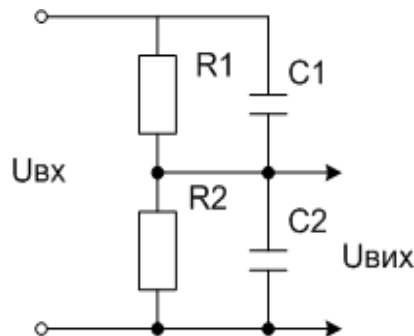


Рис.3.4 Частотно компенсований подільник

На практиці це не завжди можливо із-за нестабільності зовнішніх кіл. Із-за різних співвідношень елементів схеми АЧХ такого подільника може мати спад або під'єм в смузі підвищених частот (рис.3.5).

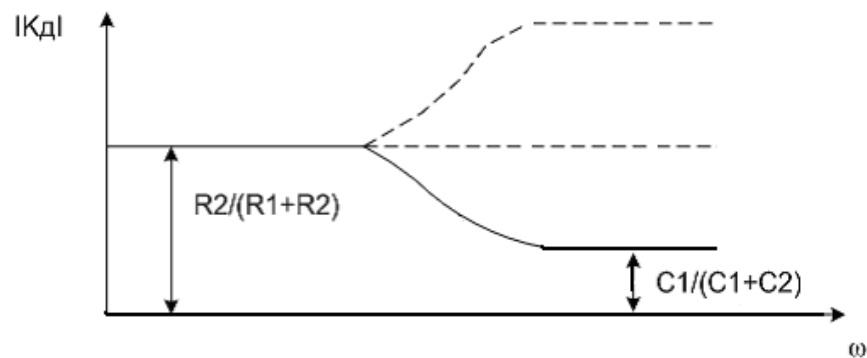


Рис.3.5 АЧХ компенсованого подільника

Фазовий зсув, який створює подільник рис.3.1, $\varphi = -\arctg \omega \tau_{12}$.

Фазовий зсув, який створює подільник рис.3.4,
 $\varphi = \arctg[\omega R_1 C_1] - \arctg[R_1 R_2 (C_1 + C_2) / (R_1 + R_2)]$.

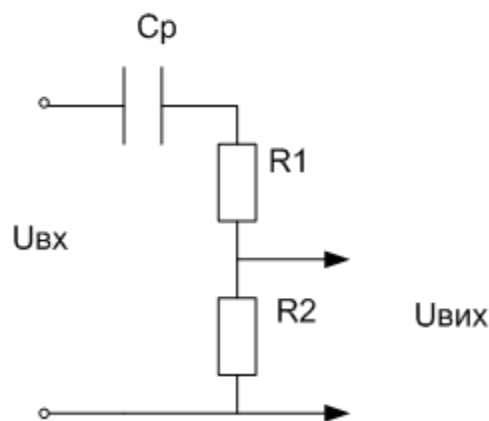


Рис.3.6. Подільник напруги з закритим входом

В приладах змінного струму в ряді випадків на вхід діляника напруги вмикають роздільний конденсатор C_p і таким чином забезпечують закритий вхід для постійних струмів (рис 3.6). При цьому виникає низькочастотна похибка, яку можна знайти таким чином:

$$K_{\theta} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + 1/j\omega C_p} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + 1/j\omega(R_1 + R_2)C_p};$$

$$|K_{\theta}| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 1/[\omega(R_1 + R_2)C_p]^2}};$$

$$\gamma_{НЧ} = 1/2[\omega(R_1 + R_2)C_p]^2$$

або при $R_1 \ll R_2$:

$$\gamma_{НЧ}, \% = 50/(\omega R_1 C_p)^2. \quad (2.3)$$

Багатограничні подільники напруги

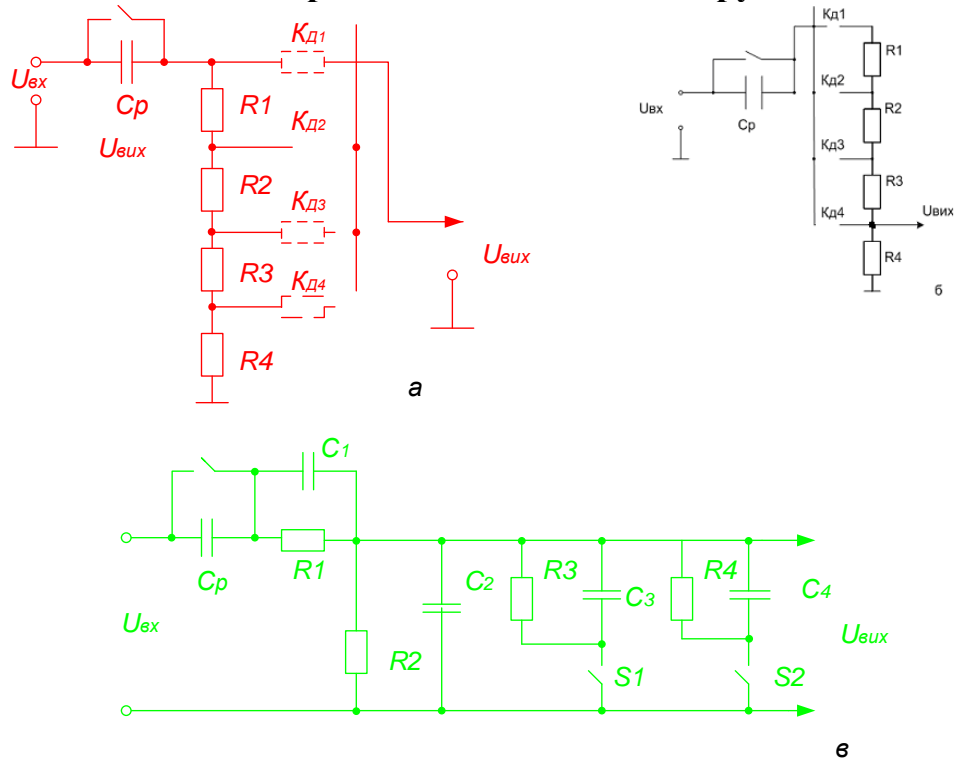


Рис.3.7 Багато граничні подільники напруги
а, б-подільники напруги з перемикачем на виході і перемикачем на вході,

в-подільник напруги з заземленим перемикачем на виході.

Для розширення меж вимірювання напруги застосовують багатограничні подільники напруги (рис.3.7).

Для схеми рис.3.7а коефіцієнт ділення для i -стану перемикача:

$$K_{\theta i} = \frac{R_i + R_{i+1} + \dots + R_n}{\sum_{i=1}^n R_i}, \text{ де } i = 1, 2, \dots, n.$$

Вхідний опір такого подільника при навантаженні $R_H \rightarrow \infty$.

$$R_{BX} = \sum_{i=1}^n R_i$$

Вихідний опір залежить від стану перемикача і визначається як паралельне з'єднання резисторів двох гілок. Так якщо перемикач знаходиться в положенні 2, то $R_{ВИХ2} = R_1(R_2 + R_3 + R_4)/(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$. При цьому враховано, що джерело напруги U_{BX} під'єднано і має нульовий внутрішній опір.

Недоліком подільника за рис. 3.7а є те, що його вихідний опір змінюється при зміні стану перемикача. В ряді випадків це впливає на роботу подальшої схеми, наприклад, змінюється глибина зворотнього зв'язку підсилювача, що під'єднаний до виходу подільника, це призводить до зміни його АЧХ і, відповідно, до зміни частотних похибок каналу, що небажано.

Цей недолік можна виправити, якщо розрахувати і приєднати додаткові резистори до виходів подільника так, як показано пунктирними лініями на рис.3.7а.

На рис. 3.7б зображено подільник напруги з вхідним перемикачем. Коефіцієнт ділення визначається, наприклад, для $K_{\partial 3} = \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$.

Вхідний опір залежить від стану перемикача, наприклад, для $K_{\partial 3}$ при $R_{BX3} = R_3 + R_4$ при $R_4 \rightarrow \infty$. Вихідний опір також залежить від стану перемикача і

$$\text{для } K_{\partial 3} \quad R_{ВИХ} = \frac{R_4 R_3}{(R_3 + R_4)} \text{ при нульовому опорі джерела } U_{BX}.$$

Якщо подільники рис.3.7 використовують тільки для змінного струму, то вмикають роздільний конденсатор C_p , який розраховується за виразом (3.3).

Для компенсації частотних похибок цих подільників, так як і для схеми рис.3.4, використовують корегуючі конденсатори, які під'єднують, паралельно резисторам. При розрахунках цих елементів використовують вираз (3.2).

На рис. 3.7в зображено подільник напруги фірми Ньюлет Паккард з заземленим перемикачем на виході. Його коефіцієнт ділення для постійного струму:

$$K_{\partial 1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}, \quad K_{\partial 2} = \frac{R_{23}}{R_{23} + R_1}, \quad K_{\partial 3} = \frac{R_{24}}{R_{24} + R_1}$$

де R_{2i} - паралельне з'єднання R_2 і одного з резисторів розташованих праворуч від R_2 .

Вхідний опір для $K_{\partial 1}$ $R_{BX1} = R_1 + R_2$, для $K_{\partial 2}$ $R_{BX2} \approx R_3 + R_1$, $K_{\partial 3}$ $R_{BX3} \approx R_1 + R_4$

Вихідний опір змінюється залежно від стану ключів S_1, S_2 . Для компенсації частотної похибки застосовані корегуючі конденсатори $C_1 \div C_4$.

Перевагою такого подільника є високий і майже незмінний вхідний опір, заземлений перемикач. Елементи R_4 , C_4 не впливають на елементи R_3, C_3 , що важливо при настроюванні такого подільника.

Важливою перевагою цієї схеми є природній захист подальшої схеми від перевантаження при значному $U_{вх}$, тому, що R_1 складає одиниці і більше МОм.

Приклад 1: Розрахувати подільник напруги за схемою рис. 3.7а, при таких даних: коефіцієнти ділення $\{0, -20, -40, -60\}$ дБ, $R_{вх} \geq 10$ МОм, $\gamma_{нч} = 1\%$ на частоті 20 Гц. Знайти частотну похибку від впливу ємності навантаження $C_n = 5$ пФ, вважаючи, що $R_n \rightarrow \infty$.

1. Вибираємо R_1 , із умови, що $R_1 > R_{вх}$, таким чином $R_1 = 10$ МОм.

2. Визначимо R_2, R_3, R_4 із того, що коефіцієнти ділення повинні бути $\{-20, -40, -60\}$ дБ або $0,1; 0,01; 0,001$. Складемо такі рівняння:

$$K_{\partial 2} = \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 0,1$$

$$K_{\partial 3} = \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 0,01$$

$$K_{\partial 4} = \frac{R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 0,001$$

Із першого рівняння $0,9(R_2 + R_3 + R_4) = 0,1R_1$, $R_2 + R_3 + R_4 = R_1 / 9$. Знаменник всіх рівнянь $R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = R_1 + R_1/9 = 10R_1/9 = 100 / 9$ (МОм). Тепер система рівнянь перетвориться до такого виду:

$$R_2 + R_3 + R_4 = 10/9, R_3 + R_4 = 1/9, R_4 = 1/90.$$

Звідки знаходимо, що $R_4 = 11,111$ кОм, $R_3 = 100$ кОм, $R_2 = 1$ Мом. Таким чином маємо стандартні резистори окрім R_4 , який треба скласти з трьох резисторів

11кОм і 110 Ом.

3. Ємність роздільного конденсатора C_p знайдено із виразу (3.3)

$$C_p = \frac{1}{\omega \cdot R_1} \cdot \sqrt{\frac{50}{\gamma\%}}$$

$$C_p = \frac{7}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^7} \approx 0,5 \text{ мкф}$$

4. Знайдемо максимальну частотну похибку від впливу C_n . Максимальна похибка від C_n буде при тому стані перемикача, де найбільший вихідний опір.

Це буде при $K_{\partial 2}$.

$$R_{вих2} = \frac{(R_2 + R_3 + R_4) \cdot R_1}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 1 \text{ МОм}$$

Частотна похибка за виразом (2.1): $\gamma\% \approx 50 \cdot (\omega \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12})^2 = 1,25 \cdot 10^{-9} \omega^2$
Так при $\omega = 3 \cdot 10^4$ $\gamma\% = 1,25\%$ тобто з такою похибкою подільник напруги функціонує в діапазоні від 20 Гц до 5 кГц.

Подільник напруги з корекцією похибок

Для зменшення похибки від нестабільності високоомних резисторів іноді доцільно застосувати корекцію похибок. Наприклад, при вимірюванні напруги в десятки і сотні кіловольт нестабільність верхнього високоомного плеча (рис.3.3) складає одиниці відсотків. В цьому випадку доречно застосувати схему рис.3.8., яка функціонує у два такти. В

першому ключ S розімкнено і $U_{вих} = U_{вх} \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$. В другому – ключ S

замкнено і $U_{вих2} = U_{вх} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Вирішення цієї системи рівнянь дає, що

$$U_{вх} = \frac{U_{вих1} \cdot U_{вих2} \cdot R_3}{U_{вих2} \cdot (R_2 + R_3) - U_{вих1} \cdot R_2}$$

При $R_2 = R_3$ $U_{вх} = \frac{U_{вих1} \cdot U_{вих2}}{U_{вих2} - U_{вих1}}$. Тобто при стабільних низкоомних R_2, R_3

похибка від нестабільності R_1 не виникає. При цьому необхідно, щоб $U_{вх}$ не змінювалось за час перетворення (2 такта).

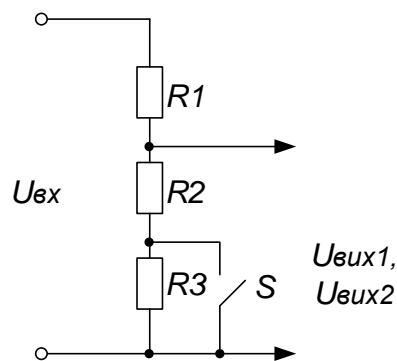


Рис.3.8. Подільник напруги з корекцією похибок

Динамічні подільники напруги (дуально-реверсивний спосіб підвищення точності)

В цих подільниках з метою підвищення точності при нестабільних резисторах перемикають резистори з нижнього плеча у верхнє і навпаки, а потім усереднюють отриману напругу (рис. 2.9).

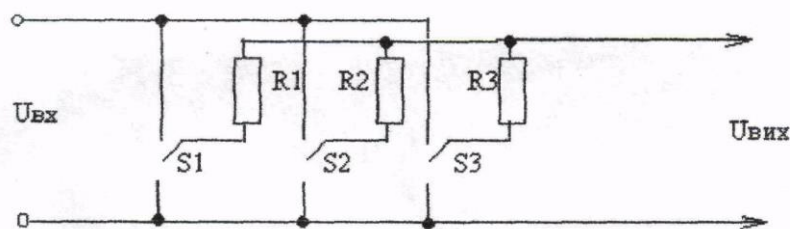


Рис. 3.9 Динамічний подільник напруги.

Ключі S1 - S3 послідовно і непереривно перемикаються з верхнього положення в нижнє і навпаки. На виході створюються напруги, які усереднюють

$$U_{вих1} = U_{вх} \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} / \left(R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right)$$

$$U_{вих2} = U_{вх} \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} / \left(R_2 + \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} \right)$$

$$U_{вих3} = U_{вх} \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} / \left(R_3 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$U_{вих} = \frac{U_{вих1} \cdot T + U_{вих2} \cdot T + U_{вих3} \cdot T}{3T} = \frac{U_{вх}}{3}$$

В загальному випадку коефіцієнт ділення $K_{\partial} = \frac{1}{n}$, де n - кількість резисторів. Експерименти довели, що похибка знижується в 10^4 разів і в основному визначається не резисторами, а ключами. Є труднощі реалізації таких дільників при малих K_{∂} .

Є більш прості динамічні подільники, які функціонують лише в два такти, так, як показано на рис. 3.10.

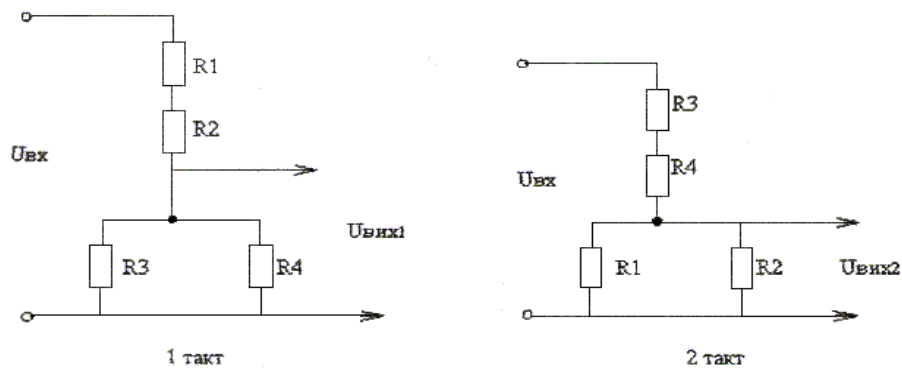


Рис. 3.10. Двохтактний динамічний подільник напруги.

$$K_{\partial} = \frac{1}{2T} \left[\frac{T \cdot R_3 \cdot R_4 / (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 \cdot R_4 / (R_3 + R_4)} + \frac{T \cdot R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)}{R_3 + R_4 + R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)} \right] =$$

$$= 0,5 \left[\frac{1 + \gamma_3 + \gamma_4}{5 + 2\gamma_1 + 3\gamma_3 + 2\gamma_2 + 3\gamma_4} + \frac{1 + \gamma_1 + \gamma_2}{5 + 3\gamma_1 + 3\gamma_3 + 2\gamma_2 + 2\gamma_4} \right] = \frac{1}{5}$$

У такому подільнику похибки резисторів теоретично не зменшуються до нуля, так як було в схемі рис.3.9, але стають малими і ними можна знехтувати. Таким чином динамічні подільники мають велику точність при неточних елементах, але можуть застосовуватись лише для постійного струму або низький частоті.

Атенюатори

Атенюатор це низькоомний багатограничний подільник напруги, який має постійний вхідний і вихідний опір. Він застосовується в високочастотних колах, коли необхідно урахувати їх хвильові особливості і узгоджувати навантаження кабелів, полоскових ліній з їх хвильовим опором.

Атенюатор складають із декількох послідовно з'єднаних трьохполосників і перемикачів. Змінюючи стан перемикачів, збільшують або зменшують коефіцієнт загасання (передачі) такого масштабного пристрою.

На рис. 3.11а зображено такий атенюатор. При переході s_1 в нижній стан, коефіцієнт передачі атенюатора дорівнює одиниці. Якщо тільки один s_5 переходить в нижній стан, то коефіцієнт передачі буде мінімальним.

Перевагою такої схеми комутації є мінімальне проходження високочастотного вхідного сигналу через комутатори s_1, s_2, s_3, s_4 на вихід схеми, коли s_5 знаходиться в стані 2* (дивись паразитні ємності СП1 і СП2).

Іноді, для зменшення апаратних витрат будують атенюатор із змінною кількістю скриньок так, як показано на рис.3.11б. Тут, маючи три скриньки з коефіцієнтами загасання 10дБ, 20дБ, 30дБ, можна за рахунок комутації створити такі коефіцієнти загасання: 10,20,30,40,50,60 дБ. Для таких загасань в схемі рис.3.11а необхідно було б мати 6 скриньок резисторів.

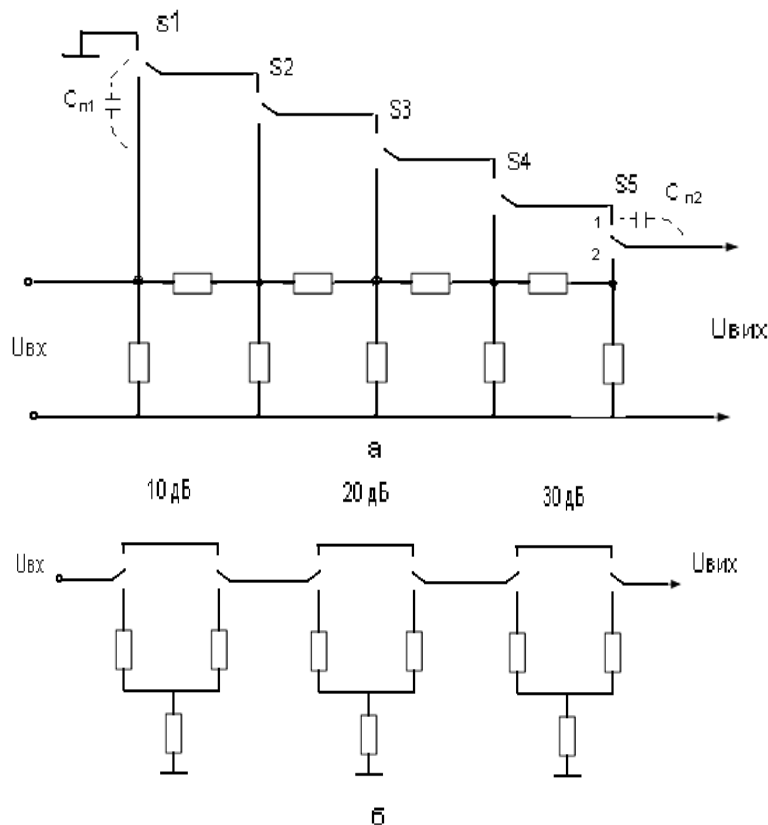


Рис.3.11 Атенюатор з постійною кількістю скриньок – а;
атенюатор із змінною кількістю скриньок – б.

Розрізняють Т і П - утворюванні атенюатори (рис. 3.12).

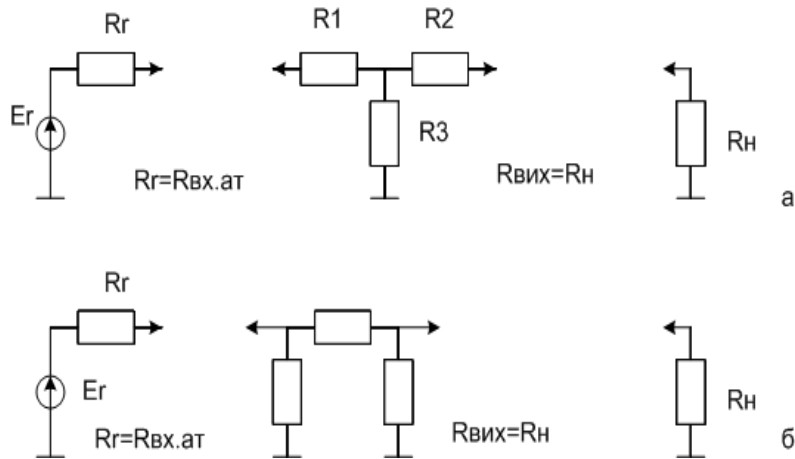


Рис.3.12 Т і П – схеми скриньок атенюаторів

Позначимо $\frac{R_{ex.am}}{R_{вих.am}} = F$, $\frac{U_{ex}}{U_{вих}} = N$.

Для Т - схеми атенюатора можна записати такі рівняння

$$R_{ex} = \frac{R_3 \cdot (R_2 + R_H)}{(R_2 + R_3 + R_H)} + R_1$$

$$R_{вих} = \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_r)}{(R_1 + R_3 + R_r)} + R_2$$

$$N = \frac{R_H}{R_2 + R_H} \cdot \frac{R_3 \cdot (R_2 + R_H)}{(R_2 + R_3 + R_H)} \left[R_1 + \frac{R_3 \cdot (R_2 + R_H)}{(R_2 + R_3 + R_H)} \right]$$

Розв'язок такої системи рівнянь дає:

$$R_3 = R_{ex} \cdot \frac{2N}{N^2 - F}$$

$$R_2 = R_{вих} \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} - R_3$$

$$R_1 = R_{ex} \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} - R_3$$

Приклад 2. Розрахувати Т – схему скриньки атенюатора, якщо коефіцієнт ділення НдБ=10дБ і $R_{ex.am} = 75$ Ом, $R_{вих.am} = 50$ Ом.

Враховуючи, що $N_{дБ} = 20 \lg N$, то $N = \sqrt{10} = 3,16$, $F = \frac{R_{ex.am}}{R_{вих.am}} = \frac{75}{50} = 1,5$.

Знайдемо:

$$R_3 = R_{ex} \cdot \frac{2N}{N^2 - F} = 75 \cdot \frac{2 \cdot 3,16}{10 + 1,5} = 55,8 \text{ (Ом)},$$

$$R_1 = R_{ex} \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} - R_3 = 75 \cdot \frac{10 + 1,5}{10 - 1,5} - 55,8 = 45,7 \text{ (Ом)},$$

$$R_2 = R_{вих} \cdot \frac{N^2 + F}{N^2 - F} - R_3 = 50 \cdot \frac{10 + 1,5}{10 - 1,5} - 55,8 = 11,85 \text{ (Ом)}.$$

Розраховані значення опорів резисторів реалізуються за допомогою змішаних з'єднань резисторів взятих із стандартного ряду.

Резистори типу С2-23, класу точності 5,10 вибирають із ряду Е24, класу точності 1,2 із ряду Е96 в діапазоні значень від 1 Ом до 10^7 Ом.

Прецизійні резистори типу С2-29 класів точності 0,05; 0,1; 0,25; 0,5; 1 вибирають із ряду Е192 в діапазоні значень від 1 Ом до 10^7 Ом.

Наприклад, резистор 55,8 Ом можна реалізувати послідовним з'єднанням стандартних резисторів 50,5 Ом і 5,3 Ом (ряд Е192).