

3. Вольтметри і перетворювачі змінного струму

3.1. Вступ. Характеристики сигналів

Напряга змінного струму з періодом T характеризується середнім (постійна складова) U_c , середньовипрямленим U_{cv} , середньоквадратичним U_{ck} , та амплітудним U_a значеннями:

$$U_c = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt ; \quad (3.1)$$

$$U_{cv} = \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt ; \quad (3.2)$$

$$U_{ck} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} ; \quad (3.3)$$

$$U_a = \max|U(t)|, t \in (t_i, t_i + T) \quad (3.4)$$

$$U_a \geq U_{ckz} \geq U_{cv}$$

Для інтегральної характеристики форми сигналу $U(t)$ в практиці вимірювань використовують такі коефіцієнти:

а) коефіцієнт форми (формфактор) $K_f = U_{ck}/U_{cv}$;

б) коефіцієнт амплітуди (пікфактор) $K_a = U_a/U_{ck}$;

в) коефіцієнт усереднення $K_y = U_a/U_{cv}$;

Зв'язок між цими коефіцієнтами $K_y = K_f/K_a$. Для них має місце нерівність:

$1 \leq K_f \leq K_a \leq K_y$ (знак рівності виконується для сигналів типу "меандр"). Для

синусоїдальних сигналів $K_f = \pi/2\sqrt{2}$, $K_a = \sqrt{2}$, $K_y = \pi/2$.

Відповідно до вище наведених формул розрізняють вимірювальні перетворювачі середньої напруги (усереднюючі фільтри), середньовипрявленої напруги ПСВН, перетворювачі середньоквадратичної напруги ПСКН, перетворювачі амплітудної напруги ПАН.

Узагальнена структурна схема вольтметра змінного струму (рис. 3.1) – це структура прямого перетворення.

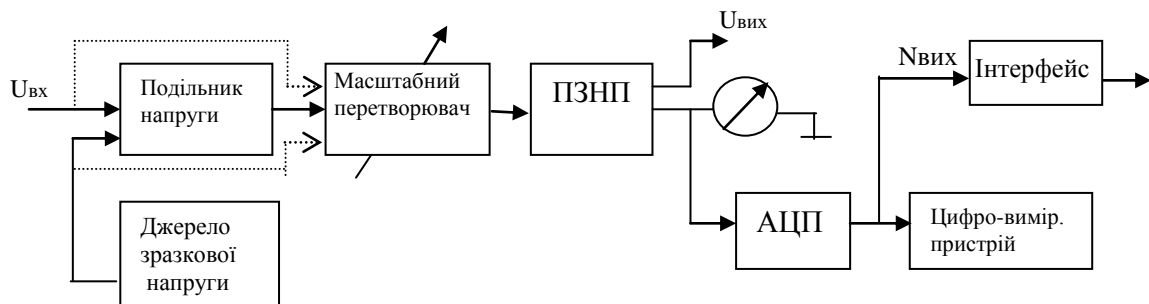


Рис. 3.1. Узагальнена структурна схема вольтметра змінного струму.

Основний вузол схеми – перетворювач змінної напруги в постійну ПЗНП, який відповідно до типу вольтметра може бути ПСВН, ПСКН або ПАН. У більшості випадків технічні характеристики вольметрів визначаються властивостями ПЗНП.

Подільник напруги призначений для розширення вимірювальних напруг в сторону великих значень аж до 1000 В.

Масштабний перетворювач, як правило, це підсилювач або атенюатор з регульованим коефіцієнтом передачі і відповідно служить для підсилення чутливості вольтметра до одиниці мікровольт або ослаблення цієї чутливості, коли застосовують атенюатор.

Для отримання цифрового влітку застосовують аналого–цифровий перетворювач АЦП і цифровий відліковий пристрій. Завжди є цифровий вихід ($N_{вих}$) для зв'язку ЕОМ і відповідний інтерфейс.

Для підвищення точності вольтметра у його складі передбачено джерело зразкової напруги і є можливість калібрування такого вимірювача.

Розглянемо більш детально принцип побудови перетворювачів змінної напруги в постійну ПЗНП.

3.2. Перетворювачі амплітудної напруги (ПАН)

ПАН бувають двох типів : з відкритим входом (рис.3.2а), закритим входом (рис.3.2д).

Нехай до затискачів 1 і 2 підключені джерело перетворювальної напруги з амплітудою U_m та внутрішнім опором $R_{дж}$, у позитивні напівперіоди конденсатор C буде заряджатися до амплітудного значення через відкритий діод VD . Стала часу заряду $\tau_z = C(R_{дж} + r_g)$, де r_g - внутрішній опір відкритого діода.

Розряд конденсатора C виникає через резистор навантаження R_n у негативні напівперіоди, оскільки діод в цей час закритий позитивною напругою на конденсаторі U_c . Стала часу розряду $\tau_{роз} = C \cdot \frac{R_n R_d}{R_n + R_d}$, де R_d - опір закритого діода. З цієї причини за час негативного

напівперіоду напруга U_c не може значно зменшитись. В наступний напівперіод конденсатор C підзаряджається знову до напруги U_m і т.д. В результаті середнє значення на конденсаторі $U_c \approx U_m$. В дійсності напруга U_c менше ніж U_m , оскільки при їх рівності струм через діод не протікав би. В той же час через діод D повинен безперервно поповнюватися заряд конденсатора C , що розряджається через резистор R_n . Струм через діод протікає тільки під час такого відрізка часу, на протязі якого напруга на діоді позитивна. Цей відрізок часу в значенні кута повороту вектора синусоїдальної напруги визначають через 2θ й називають кутом відсічки (рис.3.2в).

З рис.3.2в слідує, що $U_c \approx U_m \cos \theta$. Середнє значення імпульсів через діод :

$$i_c = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \frac{E \cdot \sin \omega t - E \cos \theta}{r_g} d\omega t.$$

Середнє значення імпульсів струму діода дорівнює струму, що протікає через R_n

$i_0 = \frac{U_c}{R_n}$. Прирівнявши обидва вирази, отримаємо :

$$\frac{R_n}{r_g} = \frac{\pi \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}.$$

Графік цієї залежності приведений на рис.3.2г. З графіку видно, що напруга U_c залежить від співвідношення R_n/r_g і тим ближче підходить до значення U_m , чим менше r_g .

На величину U_c діє також вихідний опір $R_{дж}$ джерела струму U_m , так, що U_c не може бути більше, ніж :

$$U_c = U_m \frac{R_n}{R_n + R_{дж}}.$$

Таким чином, за допомогою схеми рис.3.2а можливе вимірювання при умові, що $R_i \ll R_n$, в іншому випадку буде отримана велика похибка. Вхідний опір $R_{вх}$ схеми амплітудного детектора з відкритим входом отримаємо, якщо прирівняємо потужність, виділену

на R_n від U_c , тобто $P = \frac{U_c^2}{R_n}$

$$P = \left(\frac{U_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{ex}}$$

потужність, споживану вхідним колом :

$$\text{Тоді: } R_{ex} = R_n / 2$$

На рис.3.2д змальовано амплітудний детектор з закритим входом. Принцип роботи такої схеми аналогічний схемі рис.3.2а. Але, оскільки на діоді виділяються постійна та змінна складова напруги (рис.3.2в), то необхідне включення фільтру Rф, Сф .

Для амплітудних детекторів характерна наявність низькочастотної похибки $\gamma_{н.ч.}$, що викликана розрядом ємності С. Ця похибка визначається з формул :

$$1 - e^{-t/\tau_{роз}} \approx t/\tau_{роз}; \quad t/\tau_{роз} = 2\gamma_{н.ч.}; \quad \gamma_{н.ч.} = \frac{1}{2f_n R_n C}$$

Ці детектори мають дуже широкий діапазон частот і працюють до 1 ГГц і навіть більше.

Еквівалентна схема для визначення похибки високих частот зображена на рис.5.2ж, де Rпр, L – опір та індуктивність вхідних провідників, С – ємність закритого діода, монтажу схеми.

$$k(j\omega) = \frac{1/j\omega C}{1/j\omega C + j\omega L} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 - (\omega/\omega_p)^2}$$

$$\gamma_{в.ч.} = \frac{|k(\omega)| - 1}{1} = \frac{(\omega/\omega_p)^2}{1 - (\omega/\omega_p)^2} \approx - \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2, \quad \text{де} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad - \text{резонансна частота ПАН}$$

Приклад розрахунку :

Знайти параметри схеми рис.3.2а при $R_n = 1,5\text{МОм}$, $C = 1000\text{ пФ}$, $R_{дж} = 10\text{ кОм}$, $rg = 10\text{ кОм}$, діод Д18, $f_n = 10\text{ кГц}$.

1.Знаходимо величину вихідної напруги ПАН U_c з формули $U_c = U_m \cdot \cos\theta$, для чого використовуємо графік 3.2г. Оскільки $R_n/rg = 150$, то $\cos\theta \approx 0,93$.

Тому, $U_c = U_m \cdot 0,93$. Таким чином, похибка із-за кута відсічки дорівнює $\approx 7\%$. Похибку від Rдж визначимо з :

$$U_c'' = U_m \cdot \frac{R_n}{R_n + R_{дж}} = \frac{1,5 \cdot 10^6}{1,5 \cdot 10^6 + 10^4} = 0,94U_m,$$

тобто вона дорівнює $\approx 6\%$

Сумарна похибка : $7\% + 6\% = 13\%$. Таким чином : $U_c = U_m \cdot 0,87$

2.Знаходимо похибку ПАН на нижній частоті 10 кГц

$$\gamma_{н.ч.} = \frac{100\%}{2f_n R_n C} = \frac{100\%}{2 \cdot 10^4 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 3,3\%,$$

Вхідний опір $R_{вх} = R_n / 2 = 1,5 \cdot 10^6 \cdot 0,5 = 750\text{кОм}$.

Необхідно зауважити, що при включенні амплітудного детектора в конкретну схему необхідно передбачити зняття напруги U_c через узгоджувальний пристрій з високим вхідним опором та малою адитивною похибкою. Таким пристроєм може бути інтегральний підсилювач постійного струму (ППС) з високим вхідним опором, наприклад, 140УД8, який має $R_{вх} > 10^9$ через наявність польових транзисторів на його вході (див.рис.3.2е)

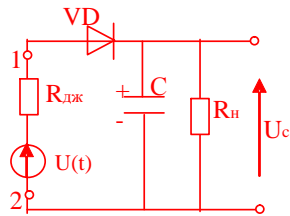


Рис. 3.2а

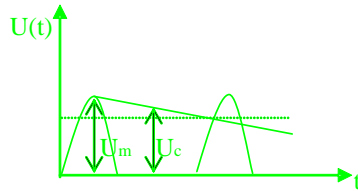


Рис. 3.2б

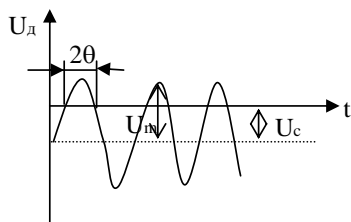


Рис. 3.2в

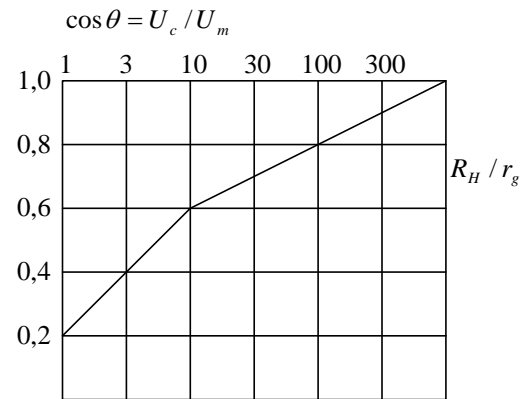


Рис. 3.2г

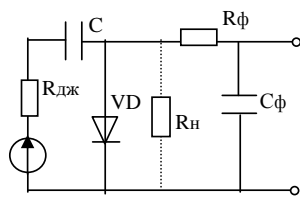


Рис. 3.2д

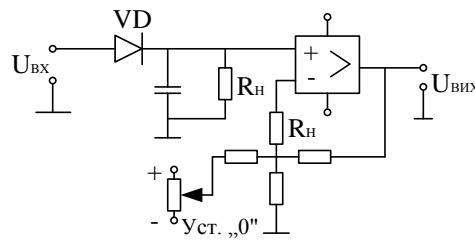


Рис. 3.2е

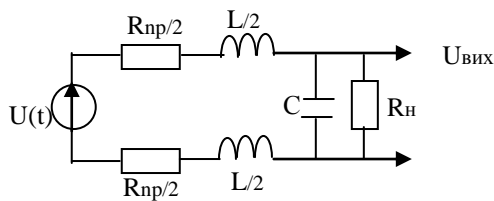


Рис. 3.2ж

Рис. 3.2. Перетворювачі амплітудної напруги (ПАН) :

- а) ПАН з відкритим входом; б) діаграма ПАН;
- в) відрізок часу в значенні кута повороту вектора синусоїдальної напруги;
- г) Графік залежності R/r_g ; д) ПАН з закритим входом;
- е) інтегральний ППС з високим входним опором;
- ж) еквівалентна схема для похибки високих частот.

3.3. Структурна схема вольтметра амплітудної напруги

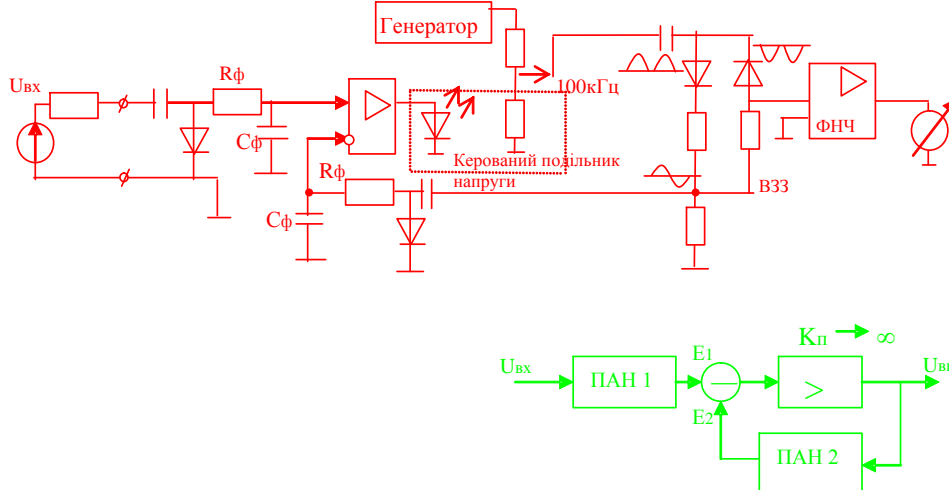


Рис. 3.3. Структурна схема вольтметра амплітудної напруги і її спрощений варіант. (ПАН1,2 – перетворювачі амплітудної напруги).

Вхідна змінна напруга перетворюється в постійну на конденсаторі C_f , підсилюється і зменшується або збільшується опір подільника. Відповідно змінюється напруга, яка надходить від генератора на діодний міст. Ця напруга діє на ПАН2 і компенсує вхідну напругу. При великому коефіцієнті підсилення K_p прямого кола, можна вважати, що

$E_1 = E_2$. В свою чергу $E_1 = f(U_{вх})$, також $E_2 = f(U_{вих})$, при цьому $U_{вих} = U_{вх}$ і нелінійність перетворювачів компенсується при їх однаковому характері.

Вихід із правого діода надходить через підсилювач і ФНЧ до показчика.

Для більшої ідентичності ПАН1 і ПАН2 діоди підбирають за характеристиками, або беруть у вигляді мікросхеми. З цією ж метою на ПАН2 подають напругу змінного струму, що дещо ускладнює схему.

Основні похибки виникають: від дрейфу “нуля” підсилювача і від неідентичності ПАН1 і ПАН2. Похибка від нестабільності підсилювача, керованого подільника напруги, амплітуди генератора вихідних діодів мало впливає на похибку приладу, бо зменшується в багато разів із-за від’ємного зворотнього зв’язку.

3.4. Перетворювачі середньовипрямленої напруги (ПСВН)

Пасивні ПСВН бувають одно (рис.3.4а) та двухнапівперіодні (рис.3.4б). На виході таких ПСВН утворюється пульсуюча напруга $U_{вих}(t)$ і для виділення постійної складової необхідне включення фільтрів нижніх частот ФНЧ. Розрахунок ПСВН складний, оскільки вольтамперна характеристика діода нелінійна (рис.3.4в). Тому використовують приблизні методи.

На рис.3.4г показана форма напруги на виході детектора за схемою рис.3.4а. Через нелінійність та неідеальність діода вихідна напруга відрізняється від напівперіодів синусоїдальної вхідної напруги. Для розрахунку детектора доцільно використовувати кусочно-лінійну апроксимацію діода, так як показано на рис.3.4д (вісі координат повернуті). Ломана крива рис.3.4д містить три ділянки: 1- зворотнє коло діода, тангенс кута нахилу $tg\alpha_1$ рівняється опору закритого діода $R_1 = tg\alpha_1$; 2 – початкова ділянка прямого кола ($R_2 = tg\alpha_2$); 3 – ділянка прямої гілки характеристики діода при великих рівнях струму ($R_3 = tg\alpha_3$). Ломану криву рис.3.4д можна представити у вигляді трьох відрізків прямих ліній (рис.3.4е).

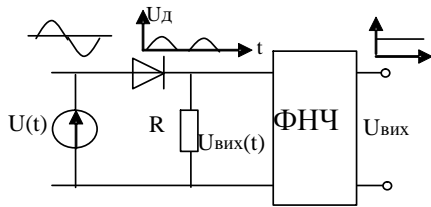


Рис. 3.4а

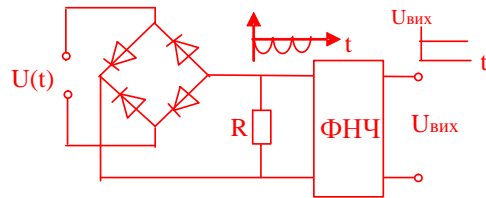


Рис. 3.4б

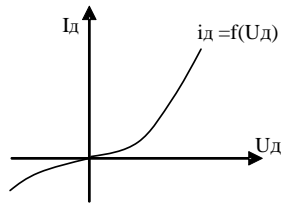


Рис. 3.4в

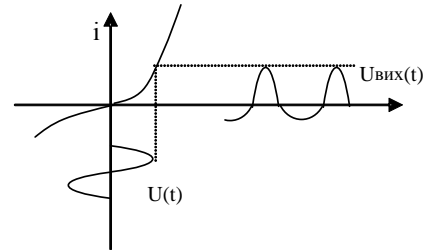


Рис. 3.4г

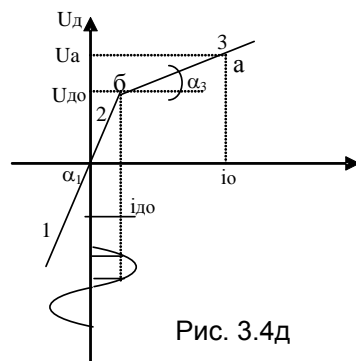


Рис. 3.4д

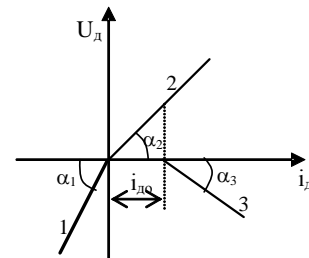


Рис. 3.4е

Рис 3.4. Перетворювачі середньовипрямленої напруги (ПСВН):

- а – однонапівперіодні ПЗВН;
- б – двуннапівперіодні ПЗВН;
- в - характеристика діода нелінійна;
- г - форма напруги на виході детектора;
- д - кусково-лінійна апроксимація характеристики діода.;
- е - кусково-лінійна апроксимація нелінійної залежності.

$$U_o = \phi(i_o) = i_o R_1 S_1(|i_o| - 0) + i_o R_2 S_2(|i_o| - 0) - i_o R_3 S_3(|i_o| - i_{o0}) \quad (3.5)$$

де $S_i(|i_o| - |i_{oi}|)$ -ключова функція, яка має такі властивості :

$$S_i(|i_o| - |i_{oi}|) = \begin{cases} 1, & \text{при } |i_o| \geq |i_{oi}| \\ 0, & \text{при } |i_o| < |i_{oi}| \end{cases}$$

Для знаходження $U_{вих}(t)$ рис.3.4а при вибраній моделі діода у вигляді (3.5) складемо співвідношення :

$$U_{вих}(t) = U(t) - U_g, \quad (3.6)$$

$$i_g = \frac{U_{вих}(t)}{R} \quad (3.7)$$

Підставивши (3.7) в (3.5), потім в (3.6) отримаємо :

$$U_{вих}(t) = U(t) + \frac{R_1}{R} U_{вих}(t) \cdot S_1 \left[\left| \frac{U_{вих}(t)}{R} \right| - 0 \right] - \frac{R_2}{R} U_{вих}(t) \cdot S_2 \left[\left| \frac{U_{вих}(t)}{R} \right| - 0 \right] + \frac{R_3}{R} U_{вих}(t) \cdot S_3 \left[\left| \frac{U_{вих}(t)}{R} \right| - U_{g0} \right]$$

Звідки :

$$U_{вих}(t) = \frac{U(t)}{1 + \frac{R_1}{R} S_1 \left[\left| \frac{U_{вих}(t)}{R} \right| - 0 \right] - \frac{R_2}{R} S_2 \left[\left| \frac{U_{вих}(t)}{R} \right| - 0 \right] + \frac{R_3}{R} S_3 \left[\left| \frac{U_{вих}(t)}{R} \right| - U_{g0} \right]} \quad (3.8)$$

За допомогою співвідношення (3.8) можна розрахувати параметри детектора середньовипрямленої напруги.

Приклад розрахунку.

Знайти постійну складову на виході схеми рис.3.4а, якщо $R=1\text{кОм}$, $U(t)=U_m \sin \omega t$, $U_m =1\text{В}$, зворотній струм діода $I_{звр} =10\text{мкА}$ при $U_{звр} =1\text{В}$, $I_a =0.1\text{а}$ (точка "а" рис.3.4д).

1. Знаходимо опір діода на всіх трьох ділянках апроксимації (для всіх типів діодів параметри можуть бути знайдені за графіками їх вольтамперних характеристик, які наведені у довіднику)

$$R_1 = \frac{U_{звр}}{I_{звр}} = \frac{1}{10^{-5}} = 100\text{кОм}; \quad R_2 = \frac{U_{g0}}{i_{g0}} = \frac{0,1}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 1\text{кОм};$$

$$R_3 = \frac{U_a}{i_a} = \frac{1}{0,1} = 10\text{Ом};$$

$$R_3' = R_2 - R_3'; \quad R_3' = R_2 - R_3 = 1000 - 10 = 990\text{Ом}$$

2. Знаходимо постійну складову напруги $U_{вих}(t)$. Використовуючи співвідношення (3.8), отримаємо:

$$U_{вих}(t) = -\frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R}\right)T} \cdot \int_{T/2}^T U_m \sin \omega t dt + \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t dt +$$

$$+ \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R}} \cdot \frac{1}{T} \int_{t_1}^{T/2-t_1} U_m \sin \omega t dt = A_1 + A_2 + A_3$$

Визначимо перший інтеграл :

$$A_1 = -\frac{R}{1 + R_1} \cdot \frac{1}{T} \int_{T/2}^T U_m \sin \omega t dt = \frac{1}{101} \cdot \frac{1}{T} \int_{T/2}^T U_m \sin \omega t dt = \frac{1}{101} \cdot \frac{1}{T\omega} \cos t \Big|_{T/2}^T =$$

$$= -\frac{1}{101} \cdot \frac{1}{T \cdot 2\pi} (1 + 1) = \frac{1}{101\pi} = 0.0315$$

Другий інтеграл аналогічно першому :

$$A_2 = \frac{1}{2\pi} = 0,1592$$

Для третього інтегралу знаходимо час t_1 , момент включення третьої ділянки (точка "б" рис.3.4д) $U_m \sin \omega t_1 = U_{g0}$,

Звідки :

$$\omega t_1 = \arcsin \frac{U_{g0}}{U_m}; \quad \omega t_1 = 0,1046$$

$$A_3 = \frac{1}{1 + 0,99} \cdot \frac{1}{T} \int_{0,1046/\omega}^{0,5T - 0,1046/\omega} \sin \omega t dt = \frac{1}{1,99} \cdot \frac{1}{T\omega} \cos \omega t \Big|_{0,1046/\omega}^{0,5T - 0,1046/\omega} = \frac{1,999}{1,99 \cdot 2\pi} = 0,1599$$

$$\overline{U_{вих}(t)} = A_1 + A_2 + A_3 = -0,0315 + 0,1592 + 0,1599 = 0,287$$

Зауважимо, що при ідеальному діоді середньовипрямлене значення синусоїдного сигналу:

$$\overline{U_{вих}(t)} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\pi} = \frac{1}{\pi} = 0,318$$

Таким чином, похибка випрямлювача рис.3.4а :

$$0,287 - 0,318 = 0,031.$$

Розрахунок схеми двохнапівперіодного випрямлювача рис.3.4б виконуються аналогічно, але враховується опір діодів моста.

3.5. Перетворювачі середньоквадратичної напруги (ПСКН)

Ці перетворювачі є найбільш цінними, оскільки надають інформацію про енергетичні характеристики спостережуваних процесів. Відповідно до виразу (3.3) для визначення середньоквадратичного значення напруги, необхідно виконати послідовно чотири операції : квадратування, підсумовування, усереднення, добування квадратного кореня. Найбільш просто та ефективно виконуються ці операції в перетворювачах теплової групи.

3.5.1. ПСКН теплової групи

Переваги таких пристроїв – мала частотна похибка, до десятків та сотень мегагерц, незалежність похибки від форми кривої вхідної напруги, висока чутливість.

В якості перетворювальних елементів використовують : термоперетворювачі, термистори, лампові діоди, лампи накалювання і т. п. Найчастіше застосовують термоперетворювачі. Вітчизняна промисловість випускає термоперетворювачі ТВБ (термоперетворювач вакуумний безконтактний) на різні номінальні струми від ТВБ-1 до ТВБ-9. Розглянемо розрахунок ПСКН на термоперетворювачі ТВБ-4.

ТВБ-4 реалізує залежність між вхідним струмом $I_{вх}$ та вихідною термо електрорушійною силою ТЕРС E у вигляді : $E = k_T I_k^n$, де k_T – коефіцієнт пропорційності, $n=2$.

Технічні характеристики ТВБ-4 : номінальний вхідний струм 10 мА, допустиме значення вхідного струму 15 мА, номінальне значення термо ЕРС ≤ 16 В, опір нагрівача $40 \div 60$ Ом; вихідний опір термодари 20 Ом, стала часу τ , що характеризує інерційні властивості ТВБ-4, приблизно дорівнює (1-1,5)с.

Розглянемо розрахунок квадратичного ПСКН на термоперетворювачах ТВБ-4 з такими характеристиками : вхідний струм від 1,5 мА до 5 мА, $R_{вх} = 100$ Ом, нижня частота вхідної напруги 10 Гц та похибка на цій частоті не більше 1%, $U_{вихн} = 1$ В, температурна зведена похибка 2,5% на 10° С, коефіцієнт амплітуди вхідної напруги $k_A=2$. Рівень пульсацій на виході схеми не перевищує 10мВ.

Для реалізації зручно вибрати схему квадратичний ПСКН на 2-х термоперетворювачах ТВБ-4 та підсилювачі постійного струму ППС, так як показано на рис.3.5.

При цьому вхідний опір 100 Ом забезпечується послідовним з'єднанням ТВБ-4, збільшується корисна ТЕРС. Можлива варіація $R_{вх}$ може бути скорегована допоміжним резистором, послідовно або паралельно до термоперетворювача.

1. Визначення роздільної ємності C . Її значення знаходимо з еквівалентної схеми вхідної ланки, що має послідовно з'єднані конденсатор C та два резистора $2R_T$.

$$K(j\omega) = \frac{2R_T}{2R_T + \frac{1}{j\omega C}}$$

Звідки модуль коефіцієнта передачі

$$|K| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega 2R_T C)^2}}}, \quad \text{При } \frac{1}{(\omega 2R_T C)^2} \ll 1,$$

коефіцієнт передачі :

$$K \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{2(\omega R_T C)^2}} \approx 1 - \frac{1}{2(2\omega R_T C)^2},$$

$$\text{Звідси, частотна похибка } \gamma_{н.ч.} = -\frac{50}{2(2\omega R_T C)^2} \%,$$

$$\text{Звідки : } C = \frac{1}{2\omega R_T} \sqrt{\frac{50}{\gamma_{н.ч.}}} = \frac{1}{2 \cdot 6,28 \cdot 10 \cdot 50} \cdot \sqrt{50} \approx 1000 \text{ мкФ}$$

2. Знаходимо коефіцієнт підсилення ППС, для чого знайдемо рівні ЕРС на виході двох ТВБ-4. Відповідно до характеристик ТВБ-4 та виразу $E = k_T I_{вх}^2$ запишемо рівняння $2 \cdot 16 = 2K_T \cdot 10^2$ при

значенні струму $I_{вх} = 10\text{мА}$, $E_n = 2k_T 5^2$ - при значенні струму $I_{вх} = 5\text{мА}$. Звідси вихідна ЕДС при $I_{вх} = 5\text{мА}$ складе $E_n \geq 8\text{мВ}$. Коефіцієнт підсилення ППС :

$$K_{ППС} = \frac{U_{вих.н.}}{E_n} = \frac{1000}{6} = 125$$

З другої сторони (рис.3.5) :

$$K_{ППС} = \frac{R3 + R4 + R5}{R3}$$

Для мінімального дрейфу "0" ППС необхідно мати однаковий еквівалентний опір на 2-х входах ППС, тобто $2R_{вих} \approx 40\text{ Ом}$.

Звідси слідує :

$$K_{ППС} = \frac{R3 + R4 + R5}{R3} = 125 = \frac{40 + R4 + R5}{40}; \quad R4 + R5 = 5000$$

Візьмемо $R4 = 4,7\text{ кОм}$ та $R5 = 620\text{ Ом}$, при цьому середнє положення потенціометра $R5$ спільно з $R4$ забезпечує необхідний коефіцієнт підсилення ППС. Крім цього, забезпечується 6% регулювання цього коефіцієнта підсилення для усунення можливої варіації параметрів схеми.

3. Вибір інтегрального ППС.

Відповідно до завдання, температурна зведена похибка γ від дрейфу ППС повинна не перевищувати 2,5% на 10°C . Ця похибка повинна забезпечуватися для найменшого значення термо ЕРС двох ТВБ-4 при $I_{вх} = 1,5\text{мА}$

При цьому термо ЕРС в 10 разів (як наслідок квадратичної залежності термопар) менше, ніж при струмі $I_{вх} = 5\text{мА}$, тобто $E_{1,5} = 0,8\text{мВ}$. Допустимий дрейф $U_{др}$ ППС знайдений із співвідношення :

$$\gamma = \frac{U_{др} 1,5\text{мА}}{E_{1,5} 5\text{мА}} \cdot 100\%, \quad \text{звідки } U_{др} = 60\text{ мкВ}.$$

Такої величині дрейфу відповідає ППС типу 140УД2, який має значення дрейфа 5мкВ на 1°C .

4. Розрахунок схеми "Установка "0"".

Початкова напруга і струм зсуву ППС мають значний рівень, що створює вихідну напругу всієї схеми при $I_{вх} = 0$. Для 140УД2 початкова зведена до входу напруга зсуву складає 10мВ . Зсувом напруги за рахунок струму зсуву ППС можна знехтувати із-за малого вихідного опору термоперетворювачів.

Таким чином за допомогою елементів $R1, R2, R3$ і джерела живлення $\pm 12,6\text{ В}$ необхідно скомпенсувати зсув напруги $\pm 10\text{ мВ}$ на вході ППС.

$$\text{Отже, } 12,6 \cdot \frac{R3}{R2 + R3} = 0,01; \quad \text{звідки } R2 \approx 510\text{ кОм}.$$

Потенціометр $R1$ може бути вибраний будь якої величини, наприклад, $R1 = 20\text{кОм}$, при цьому додаткове споживання від джерела струму приблизно дорівнює 1 мА .

5. Визначення рівня пульсації на виході схеми.

На низькій частоті 10 Гц через недостатньо велику сталу часу ТВБ-4 виникають пульсації термо ЕРС, які потім підсилюються ППС і з'являються на виході. Це викликає коливання відлікових пристроїв, що підключаються до даної схеми. Еквівалентна схема термоперетворювача, яка враховує появу пульсацій, представлена на рис 3.6.

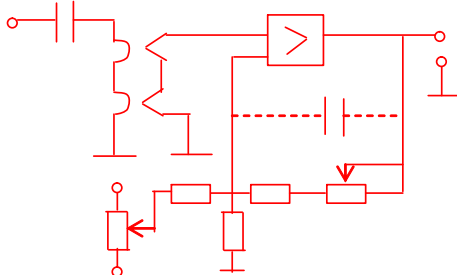


Рис. 3.5 - Схема квадратичного ПКН

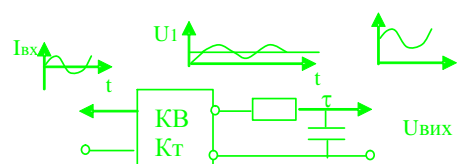


Рис. 3.6 - Еквівалентна схема термоперетворювача

Визначимо рівень пульсацій на виході всієї схеми.

Вхідний струм схеми $I_{ex} = I_m \sin \omega t_0$. Зважаючи, що середньоквадратичне значення вхідного струму 5 А

$$I_{ex} = 5 \cdot \sqrt{5} \sin \omega t$$

Термо ЕРС на виході безінерційного квадратора :

$$U_{TEPC} = U_1 = 2k_T I_{ex}^2 = 100k_T \sin^2 \omega t = 50k_T - 50k_T \cos 2\omega t$$

Ураховуючи пункт 2, де постійна складова мала рівень 8 мВ знайдемо, що

$$50k_T = 8; \quad k_T = 0,16 \text{ мВ/мА}^2$$

Змінна складова на виході безінерційного квадратора

$$U_{1\sim} = 50k_T \cos 2\omega t = 50 \cdot 0,16 \cos 2\omega t = 8 \cos 2\omega t,$$

і має подвоєну частоту 20 Гц.

Тепер урахуємо інерційні властивості ТВБ-4 ($\tau = 1\text{с}$).

Модуль передачі RC – еквівалентної схеми рис.3.6

$$|K| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\omega_{н.ч.} \cdot \tau)^2}} \quad \text{при} \quad f_{н.ч.} = 10 \text{ Гц} \quad \tau = 1,$$

$$|K| = \frac{1}{\sqrt{1 + 4(6,28 \cdot 20)^2}} \approx \frac{1}{250};$$

Таким чином, рівень змінної напруги на виході двох ТВБ-4 :

$$U_{вих\sim} = 8 \text{ мВ} / 250 = 32 \text{ мкВ}$$

Змінна напруга на виході ППС

$$U_{ППС\sim} = 32 \cdot 125 = 4 \text{ мВ}$$

Як видно, рівень пульсацій на виході ППС менше заданого значення 10 мВ. В іншому випадку, якщо рівень пульсацій на виході схеми був би більше заданого, то необхідно включити деяку ємність паралельно R4 та R3 і таким чином знизити рівень пульсацій.

3.5.2. ПСКН на польових транзисторах

У ряді випадків більш практично будувати перетворювачі середньоквадратичної напруги (ПСКН) на польових транзисторах. Як буде показано нище, це дозволяє при порівняно високій точності отримати велику і регульовану швидкодію, широкий частотний діапазон до 300 МГц, технологічно просту конструкцію ПСКН.

Взаємозв'язок між струмом стоку I_c , напругою затвор-витік $U_{зв}$ і напругою сток-витік $U_{св}$ можна описати рівнянням :

$$I_c = G_0 U_{св} - G_0 \frac{U_{зв}}{U_{звД}} U_{св} + \frac{1}{2} G_0 \frac{U_{св}^2}{U_{звД}} \quad (3.9)$$

где $G_0 = 2 \frac{I_{сн}}{U_{звД}}$ – провідність каналу, $I_{сн}$ – струм насичення при $U_{зв}=0$, $U_{звД}$ – напруга відсічки

польового транзистора з керуванням р=n переходом.

На рис.3.7. показані характеристики польового транзистора з р-n затвором.

Відповідно до рівняння (3.9) лінійна складова струму стоку характеризується провідністю каналу

$$G_k = G_0 \left(1 - \frac{U_{зв}}{U_{звД}}\right) \quad (3.10)$$

квадратична складова залежить від прикладеної напруги $U_{св}$.

При використанні польового транзистора в якості керуючого опору використовують співвідношення (3.10) $G_k = f(U_{зв})$, при чому квадратична складова у виразі (3.9) є заважаючою величиною, яку яким небуť чином компенсують.

При використанні польового транзистора в якості квадратичного двухполосника, навпаки, використовується квадратична складова у виразі (3.9), а лінійна його частина являється заважаючою величиною.

Якщо вивод затвора з'єднати з витоком, то $U_{зв} = 0$ і вираз (3.9) має вигляд :

$$I_c = G_0 U_{св} + \frac{1}{2} G_0 \frac{U_{св}^2}{U_{звД}} \quad (3.11)$$

При цьому границі діапазону модуляції квадратичної області мають вигляд :

$$U_{св} \leq U_{звД} \quad \text{для} \quad 0 \leq U_{св}$$

$$-U_{св} \leq 0,6V \quad \text{для} \quad U \leq 0$$

Для $U_{звД} = 0,6V$ маємо симетричний діапазон модуляції з граничним значенням модуляції 0,6 В. Шляхом подачі спеціальної напруги між затвором та стоком можна симетризувати діапазон модуляції.

На рис 3.8. показані схеми перетворювачів середньоквадратичних значень.

Для напруги, яка не містить постійної складової (рис 3.8а) можна користуватись схемою включення транзистора з відкритим входом, при цьому при змінному струмі необхідно забезпечити режим короткого замикання з допомогою конденсатора С. Для розрахунку користуються виразом (3.11). За допомогою $U_{св} = U_{вх} - U_{вих}$ отримаємо з рис.3.8а :

$$I_c = G_0 (U_{вх} - U_{вих}) + \frac{1}{2} \frac{G_0}{U_{звД}} (U_{СКЗ}^2 + U_{вих}^2 - 2U_{вх} U_{вих})$$

Середнє значення струму стоку I_c та вхідної напруги $U_{вх}$ дорівнюють нулю, то отримаємо, що

$$-G_0 U_{вих} + \frac{1}{2} \frac{G_0}{U_{звД}} (U_{СКЗ}^2 + U_{вих}^2) = 0 \quad (3.12)$$

Таким чином маємо точну оцінку середньоквадратичного значення вхідної напруги :

$$U_{вих} = U_{звД} - \sqrt{U_{звД}^2 - U_{СКЗ}^2}$$

Аналогічно працюють схеми перетворювача середньоквадратичних значень з закритим входом (рис 3.8б).

На виході такої схеми є значний рівень змінної складової і тому необхідне додаткове підключення фільтру нижніх частот. Як показує експериментальне дослідження схеми рис.3.8б для польових транзисторів типу 5НТ041А корисна ЕРС на виході дорівнює 15 мВ при вхідному середньоквадратичному значенні напруги 150 мВ. Допустимий коефіцієнт амплітуди вхідної напруги до 4. Вхідний опір схем рис.3.8а, б складає приблизно 2кОм, чутливість ≈ 1300 мВ/мВт.

Для порівняння скажемо, що в термоперетворювачах типу ТВБ-4, а також в багатоелементних чутливість складає 3-4 мВ/мВт, тобто в 400-300 разів гірше.

Є можливість збільшити корисну вихідну ЕРС цих схем таким чином :

- а) послідовним включенням польових транзисторів в схемі рис.3.8б;
- б) послідовним включенням схеми рис.3.8б та схеми 3.8а, однієї за другою, аналогічно, як це здійснюється в амплітудних детекторах;
- в) Додаванням ЕРС від декількох польових транзисторів за допомогою операційних підсилювачів постійного струму.

На рис.3.8в представлена схема квадратичного перетворювача середньоквадратичних значень, в якому здійснюється віднімання лінійних складових струму I_c (див. вираз 3.11). Це дозволяє зменшити ємність С та збільшити швидкодію схеми.

На рис.3.8г представлена схема лінійного перетворювача середньоквадратичних значень.

Особливістю схеми являється включення квадратичних елементів в коло зворотнього зв'язку. Для підвищення точності необхідно домагатися ідентичності характеристик транзисторів VT_1 та VT_3 , а також VT_2 та VT_4 . З цією метою використовується модулятор М для перетворення постійної вихідної напруги в змінну. Експериментальні дослідження показують, що у вихідній залежності (3.11) другий член не є строго квадратичним, а знаходиться в межах $2 \div 2,2$ (для 4НТ041А). Це

пояснюється тим, що характеристики рис.3.7 описуються більш точно експоненціальною залежністю, властивою для ідеального р-п переходу, тобто має місце залежність при $U_{зв} = 0$.

$$I_c = G_0 U_{звД} \left[\exp\left(\frac{U_{св}}{U_{звД}}\right) - 1 \right] \quad (3.13)$$

Розкладаючи в ряд цей вираз, отримаємо:

$$I_c = G_0 U_{звД} \left[\frac{U_{св}}{U_{звД}} + \frac{1}{2!} \left(\frac{U_{св}}{U_{звД}}\right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{U_{св}}{U_{звД}}\right)^3 + \dots \right] \quad (3.14)$$

Як бачимо, більш реальний вираз (3.14) має члени з більш високими степенями ніж два, що приводить, як було зазначено вище при експериментальних дослідженнях, до результуючої степеневій залежності з $n > 2$. Для боротьби з неквадратичністю у схемі рис.3.8г на вході включено резистор R1 величиною приблизно 100-400 Ом. Включення еквівалентного йому резистора R8 одночасно підвищує температурну стабільність схеми.

Результуюча похибка схеми складає 0,1% на 10° С. Частотний діапазон визначається конструкцією включення польових транзисторів VT1 та VT2 і досягає сотень МГц.

На основі розглянутих схем можуть бути побудовані різні пристрої : помножувачі, коренедобувачі, вимірювачі прохідної потужності, можлива заміна термоперетворювачів, термисторів, балометрів без звуження діапазону частот, але з підвищенням точності, чуттєвості, технологічності тощо.

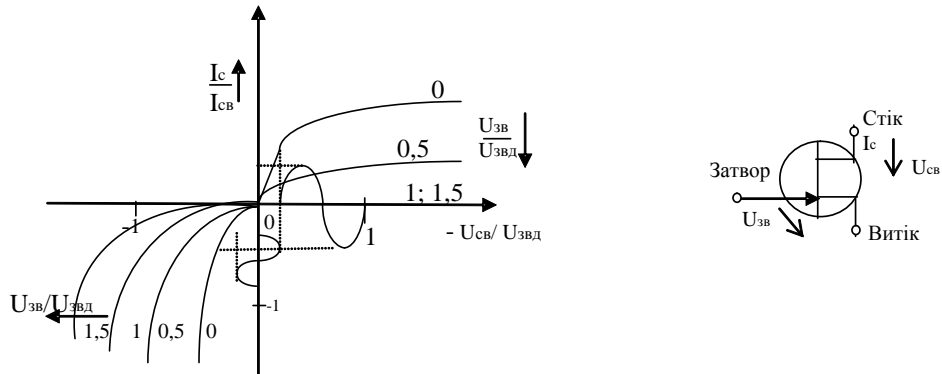
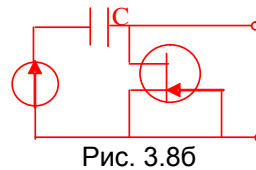
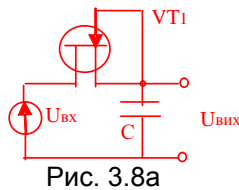


Рис. 3.7. - характеристики польового транзистора з р-п переходом.



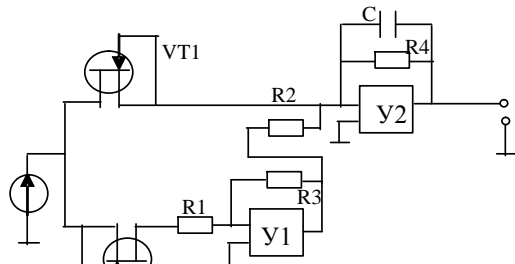


Рис. 3.8в

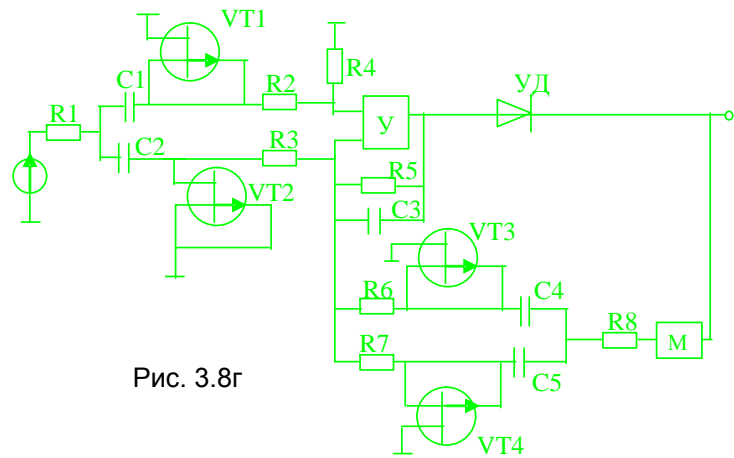


Рис. 3.8г

Рис 3.8. Схеми перетворювачів середньоквадратичних значень.

- а) схеми перетворювачів середньоквадратичних значень для напруги, яка не містить постійної складової ;
- б) схема перетворювача середньоквадратичних значень з закритим входом ;
- в) схема квадратичного перетворювача середньоквадратичних значень, в якому здійснюється віднімання лінійних складових струму I_c ;
- г) схема лінійного перетворювача середньоквадратичних значень.

3.5.3. ПСКН фірми Analog Devices

Перетворювач СКЗ сигналу в постійний струм AD636

AD636 – малопотужна монолітна інтегральна схема, яка виконує перетворення СКЗ сигналу в постійний струм.

Технічні характеристики:

- Похибка перетворення 0.5 %; коефіцієнт амплітуди сигналу дорівнює 6 для 0.5 % похибки; смуга входних частот до 1 МГц з похибкою 3 дБ при $U_{вх} = 100$ мВ;
- вхідна напруга 0-200 мВ; вхідний опір 10 кОм;
- лінійний логарифмічний вихід з діапазоном 50 дБ;
- напруга і струм живлення +3 В, -5 В, 1 мА.

$$AD636 \text{ реалізує неявне рішення: } U_{СКЗ} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{вх}^2(t) dt / U_{СКЗ},$$

Схема AD636 представлена на рис. 3.9 і вона складається з активного випрямляча, квадратора/подільника, струмового дзеркала і буферного підсилювача. Квадратор/подільник реалізовано за логарифмічною схемою (Q_1, Q_2).

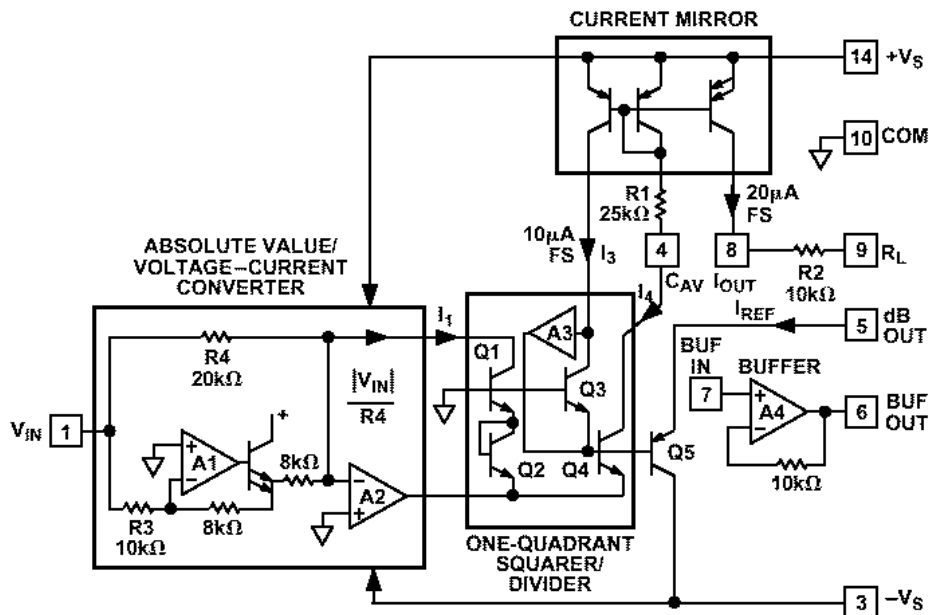


Рис. 3.9. Внутрішня спрощена схема AD636.

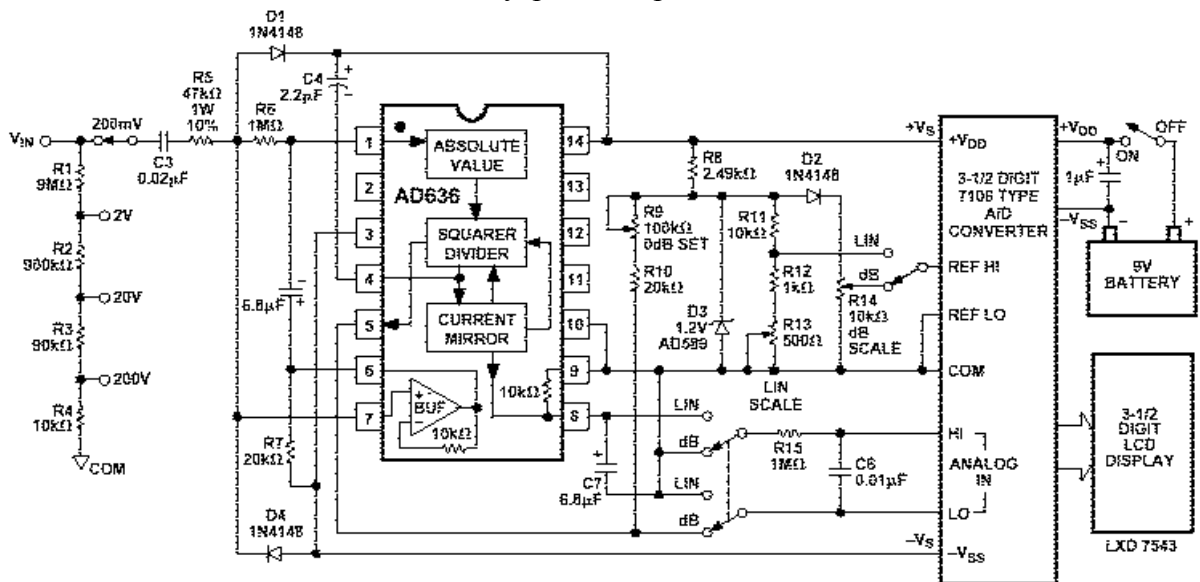


Рис. 3.10. Схема портативного цифрового вимірювача СКН.

Лінійний перетворювач середньоквадратичної напруги AD8361

Мікросхема AD8361 призначена для вимірювання напруги складної форми в діапазоні частот до 2,5 ГГц.

Основні параметри:

Коефіцієнт перетворення – 7,5 дБ. Динамічний діапазон – 30 дБ.

Похибка при коефіцієнті амплітуди 2;4;6, відповідно складає 2;10;12 %.

Вхідний опір - 225 Ом. Вхідна ємність – 1 пФ. Напруга живлення – 2,7... 5,5 В.

Струм живлення при напрузі 3 В в робочому/енергозберігаючому режимі – 1,1/0,001 мА.

Діапазон робочих температур –40 ... +85 °С. Коштовність менше \$ 4

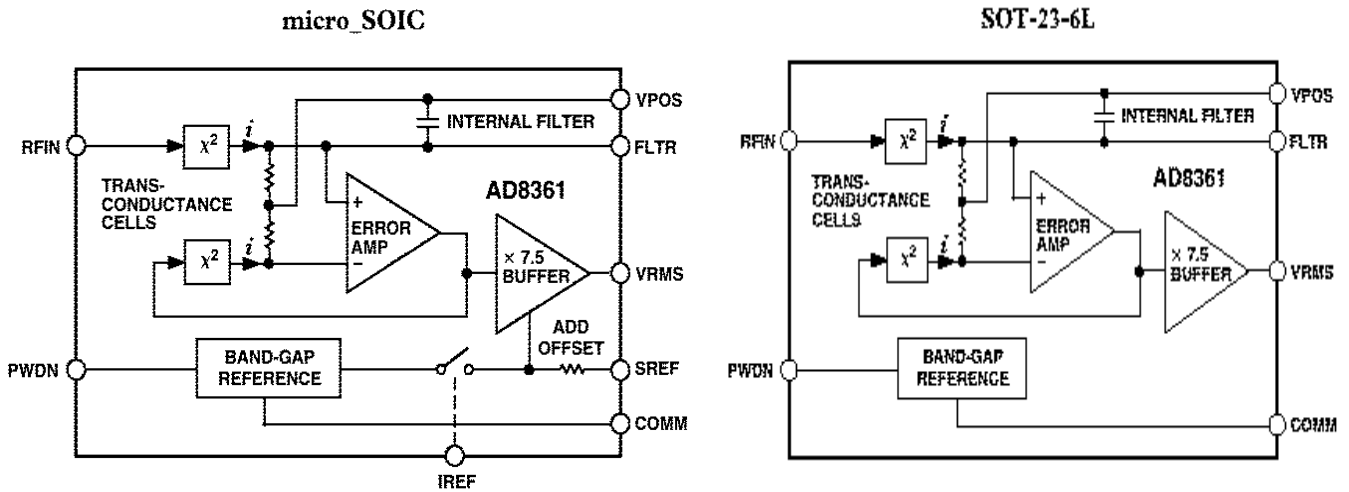


Рис. 3.11. Функціональна схема AD8361.

Схема AD8361 складається з двох квадраторів (вхідний і у колі зворотнього зв'язку), підсилювача в колі некомпенсації. За допомогою внутрішнього конденсатора C , а також зовнішнього можна створити фільтр нижніх частот для зменшення вихідних пульсацій. В схемі є джерело напруги зсуву для узгодження вихідного сигналу схеми з подальшою схемою АЦП.

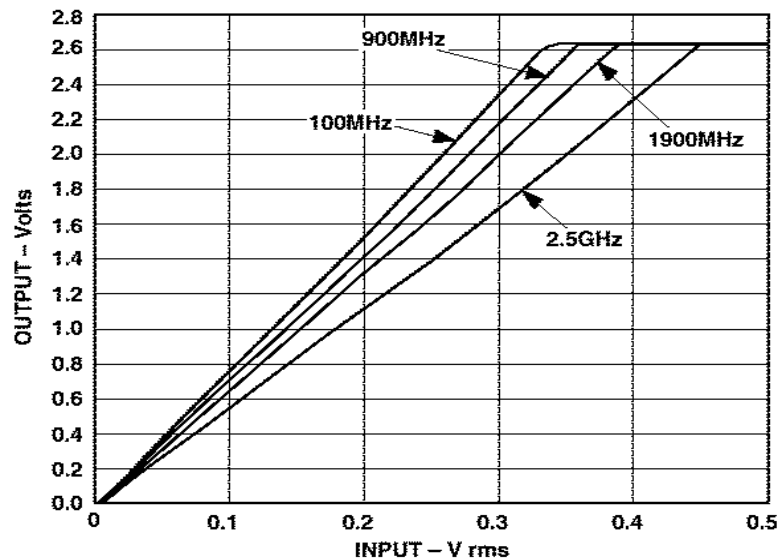


Рис. 3.12. Амплітудна характеристика AD8361.

3.6. Структурні схеми вольтметрів СКН

Схеми вольтметрів СКН в основному будують за структурою прямого перетворення і бувають з виносним перетворювачем (рис.3.13) і без виносного перетворювача (рис.3.14)

Схема рис.3.13 складається з виносного перетворювача, побудованого за схемою повторювача напруги ПН з коефіцієнтом передачі $K_{пн} = 1$, кабеля довжиною до 1м з коефіцієнтом передачі по напрузі $K_k = 0,5$ і з хвильовим опором $\rho = 50$ Ом, аттенюатора АТ для зміни границь вимірювання, широкосмугового підсилювача ШП з коефіцієнтом передачі $K_{шп} = 300$, лінійного перетворювача середньоквадратичної напруги ЛП СКН на польових транзисторах. Границі вимірювання від 300 мкВ до 300 мВ змінюються аттенюатором АТ, а для границь 300 мВ – 300 В окрім аттенюатора включається подільник напруги 1/1000. Діапазон частот ВЗ-48А від 10 Гц до 50 МГц.

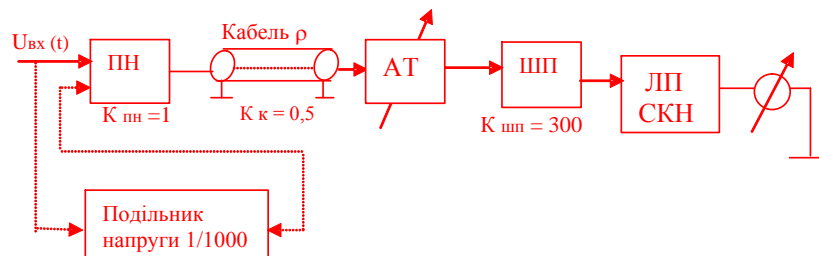


Рис. 3.13. Структурна схема вольтметра СКН з виносним перетворювачем на прикладі ВЗ-48А.

Для більш низькочастотного діапазону застосовується схема вольтметра СКН без виносного повторювача напруги (рис.3.14).

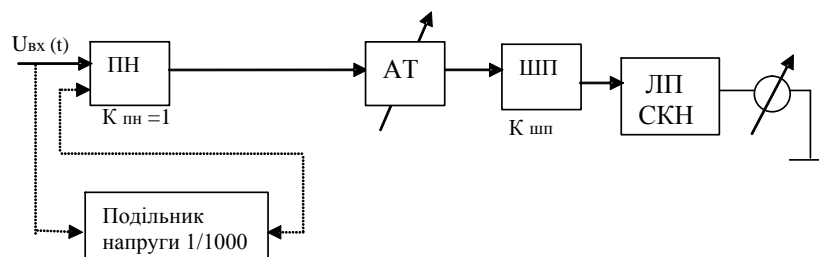


Рис. 3.14 - Структурна схема вольтметра СКН без виносного перетворювача.

ПН - повторювач напруги;

АТ - атенюатор;

ШП - широкосмуговий підсилювач;

ЛП СКН - лінійний середньоквадратичний перетворювач.

3.7. Мікрвольтметри

Вимірювання і виявлення малих і надмалих рівнів змінної напруги в широкій смузі часто є актуальним в різних галузях науки і техніки: гідроакустика, сейсмологія, космічні дослідження і т. п.

Мікрвольтметри застосовують для підвищення точності в метрології, перевірки атенюаторів тощо.

При побудові мікро і нановольтметрів використовується весь арсенал сучасних методів підвищення чутливості таких приладів особливо вхідних підсилювачів. Всі методи підвищення чутливості можна розділити на дві групи: конструктивно-технологічні і структурно-алгоритмічні.

Перша група:

- застосування малошумних пасивних і активних елементів (резистори, конденсатори, транзистори, лампи з холодним катодом і т. п.);
- зміна режимів роботи підсилювальних схем з метою мінімізації рівня їхнього шуму;
- удосконалення блоків живлення аж до застосування гальванічних елементів;
- охолодження підсилювальних схем, застосування нових фізичних елементів при їх побудові;
- застосування екранів, фільтрів, звуження смуги частот каналу мікрвольтметра, орієнтування схем у просторі відносно джерела завад і т. п.

Структурно-алгоритмічні методи підвищення чутливості мікрвольтметрів спрямовані на зменшення похибок від існуючих завад і ґрунтуються на організації додаткових просторово-часових зв'язків у засобах вимірювань та обробці сигналів. Тобто в таких засобах існують внутрішні шуми, але на виході вони малопомітні.

Простим і в той же час ефективним способом підвищення чутливості є застосування симетричного входу для мікрвольтметра.

Другим способом підвищення чутливості мікрвольтметрів є застосування диференційних каскадів або операційних підсилювачів в підсилювачах змінної напруги. Відомо, що в диференційних підсилювачах коефіцієнт послаблення симетричних завад дуже високий (≈ 100 дБ) і це дозволяє будувати ширококутові підсилювачі теж з високою завадостійкістю.

Третій спосіб підвищення чутливості мікрвольтметрів є паралельне включення каналів перетворення, зокрема, ширококутових підсилювачів. Так для схеми рис. 3.15 багатоканального підсилювача, якщо вважати, що $K_1 = K_2 = \dots = K_n = K$, а інтенсивність шумів

$U_{ш}$ однакова, дисперсія шумів на виході: $U_{\Sigma} = nk^2 D[U_{ш}] [1 + \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n \rho_{ij}]$, де ρ_{ij} – коефіцієнт

кореляції шумів між каналами i і j .

Якщо ρ_{ij} – всіх каналів однаковий, то попередній вираз спрощується:

$$U_{\Sigma} = nk^2 D[U_{ш}] [1 + (n-1)\rho].$$

$$\text{Співвідношення сигнал-шум: } \lambda = \left(\frac{n^2 k^2 U_{ex}^2}{U_{\Sigma}} \right)^{1/2} = \left(\frac{n U_{ex}}{D[U_{ш}] [1 + (n-1)\rho]} \right)^{1/2}.$$

Це співвідношення дає найбільший ефект при $\rho = 0$, тоді: $\lambda_{max} = \left(\frac{n U_{ex}}{D[U_{ш}]} \right)^{1/2}$

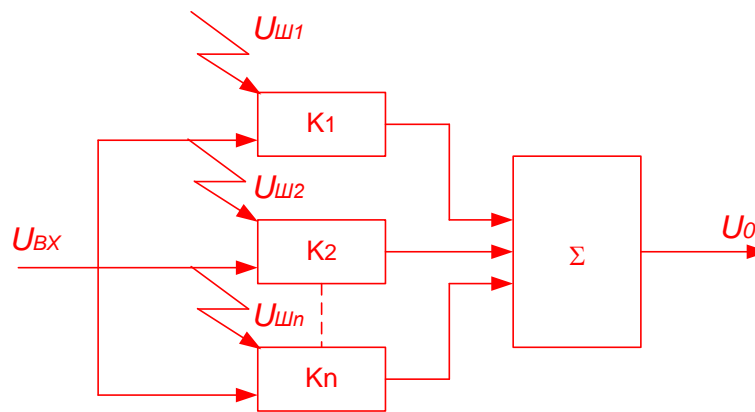


Рис. 3.15. Багатоканальний підсилювач.

Таким чином, порівняно з одноканальною схемою, багатоканальний підсилювач має в \sqrt{n} краще співвідношення сигнал-шум. Так при кількості каналів $n = 100$, співвідношення сигнал шум буде кращим в 10 разів. При $\rho = 1$ така схема не покращує співвідношення λ .

Покращити співвідношення сигнал-шум можна також застосуванням квадратичних перетворювачів в каналах мікрвольтметрів, що широко застосовуються в усіх вольтметрах СКН. Дійсно, якщо на вході вольтметра діє суміш сигнал-шум $U_x(t) + U_{ш}(t)$, то при квадратуванні і інтегруванні і при відсутності кореляції між сигналом і шумом маємо:

$$\left(\frac{1}{T} \int_0^T [U_x(t) + U_{ш}(t)]^2 dt \right)^{1/2} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T [U_x^2(t) + 2U_x(t)U_{ш}(t) + U_{ш}^2(t)] dt \right)^{1/2} = (\overline{U_x^2} + \overline{U_{ш}^2})^{1/2} \approx \sqrt{\overline{U_x^2}} \left(1 + \frac{\overline{U_{ш}^2}}{2\overline{U_x^2}} \right)$$

Із цього виразу видно, що похибка від шумів квадратична і вона тим менша, чим $\overline{U_{ш}^2}$ менше за $\overline{U_x^2}$. В той же час, якщо $\overline{U_{ш}^2} \approx \overline{U_x^2}$, то така схема не ефективна. Промисловість випускає ряд приладів в яких використовується розглянуті методи, зокрема, мікрвольтметр ВЗ-57 який має нижній найбільш чутливий піддіапазон 10 – 30мкВ, діапазон частот 5Гц – 5МГц, похибки (1 - 6)%.

Для підвищення чутливості в мікрвольтметрах останні роки стали застосовувати адитивну корекцію похибок. Розглянемо реалізацію такого алгоритму на прикладі мікрвольтметра ВКЗ-64, розробленого в Національному технічному університеті України (КПІ) (рис.3.16).

Мікрвольтметр ВКЗ – 64, призначений для вимірювання змінної напруги довільної форми, постійної напруги або їх суми за рівнем середньоквадратичного значення. Діапазон вхідної змінної напруги від 10мкВ до 300В; постійної напруги – 100мкВ – 300В. Прилад вимірює напруги, спектр яких знаходиться в діапазоні від 10 Гц до 10 МГц. Атенуатор Ат і підсилювач П2 побудований так, що на виході підсилювача П4 номінальний рівень напруги складає 100мВ на будь-якому із діапазонів вимірювань. Вхідний пристрій складається із подільника напруги з коефіцієнтами ділення 1 : 1000, який через вхідні комутатори вмикається при вимірюванні постійної напруги вищої за 1В і вище за 0,3В в інших режимах. Окрім цього, в ньому можливе під'єднання вхідних кіл до вбудованого калібратора К. Підсилювач П1 (ширококутовий підсилювач постійного струму) забезпечує високоомний вхід приладу $\geq 5\text{МОм}$.

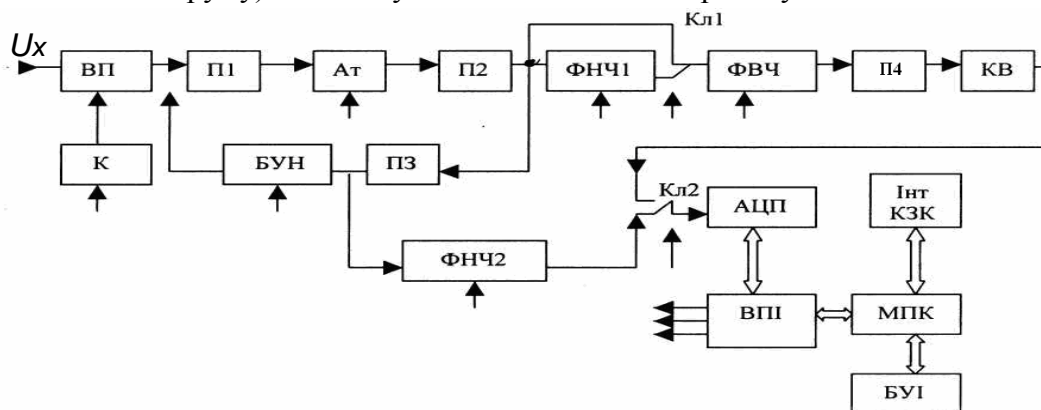


Рис. 3.16. Структурна схема мікрвольтметра ВКЗ-64.

В залежності від піддіапазону вимірювання коефіцієнт його підсилення $= 1$ або 10 . Атенуатор забезпечує ділення сигналу на різних піддіапазонах вимірювань, а підсилювач П2 – його підсилення на 0 або 40Дб . В подальшому тракті змінна і постійна напруги розділяються. Тракт змінної напруги має ФНЧ1 для обмеження смуги частот вимірювальної напруги (частота зрізу 20кГц або 100кГц); ФВЧ для розділення постійної складової і узгодження спектру вимірюваних напруг в залежності від швидкості вимірювань (1.5с або 25мс); підсилювач П4; квадратичний перетворювач змінної напруги в постійну. Квадратичний перетворювач – це мостова схема на польових транзисторах, диференційний підсилювач і ФНЧ, що забезпечує фільтрацію змінної складової в режимі вимірювання “ 25мс ”.

Мікропроцесорний контролер МПК забезпечує вирахування середньоквадратичного значення в режимі вимірювання змінної напруги і обчисленню суми змінної і постійної напруг за рівнем середньо квадратичного значення; управління режимами роботи приладу; математичну обробку результатів вимірювання; обчислення коректуючих величин в режимі калібровки; самодіагностику функціональних вузлів приладу; зв'язок приладу з зовнішнім процесором через інтерфейс каналу загального користування КЗК.

У мікрвольтметрі ВКЗ-64 для зменшення впливу адитивної похибки реалізован алгоритм адитивної корекції з часовим розподілом каналів. При корекції вхід приладу періодично і автоматично закорочується. Спочатку виконується “груба” установка “нуля”: при цьому вихідна напруга ПЗ надходить на блок установки нуля БУН, складений із компаратора і цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Якщо ця напруга перебільшує 128мВ , то спрацьовує компаратор, стан ЦАП змінюється до того, поки вихідна напруга підсилювача ПЗ не стане меншою за 128мВ . Після цього прилад автоматично переходить в режим “точної” установки “нуля”. В режимі вимірювання змінної напруги вихід квадратора КВ через Кл2 під'єднується до входу АЦП. Постійна напруга (при замкненому вході приладу) – це адитивна похибка. Ця напруга перетворюється в код і запам'ятовується в оперативній пам'яті ОП, як коректуючий додаток. В процесі вимірювання цей додаток віднімається із результату вимірювання вхідної напруги. Аналогічно здійснюється установка “нуля” в режимі вимірювання постійної напруги.

Зроблено таким чином, що при перемиканні піддіапазонів вимірювань контролер автоматично коректує канал ВКЗ-64 на цьому піддіапазоні, а потім через кожні 14с ця процедура повторюється.

Для зменшення впливу випадкової складової адитивної похибки в мікрвольтметрі ВКЗ–64 за допомогою МПК здійснюється цифрова фільтрація.

Відносно новим методом підвищення чутливості мікрвольтметрів можна вважати кореляційний метод. Ідея цього методу полягає в перемноженні двох сигналів і їх інтегруванні. За рахунок цього із двох сигналів виділяються їх спільні складові, а чужорідні складові (шуми) суттєво зменшуються.

На рис 3.17 зображена структурна схема мікрвольтметра, що реалізує зазначений метод.

Операція перемноження в цій схемі виконується за суморізницевим методом.

Мікрвольтметр складається з двох підсилювачів з однаковими коефіцієнтами підсилення $K_1=K_2=K$, квадраторів КВ1, КВ2 фільтра нижніх частот ФНЧ, корне-квадратичного пристрою ККП, а також суматорів. Напруги на виході ККП при одиничних коефіцієнтах передачі всіх блоків окрім K_1 і K_2

$$U_{вих} = \left\{ \frac{K^2}{T} \int_0^T [(2U_x(t) + U_{ш1}U_{ш2})^2 - (U_{ш1} - U_{ш2})^2] dt \right\}^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \left\{ \frac{K^2}{T} \int_0^T [4U_x^2(t) + 4U_x(t) \cdot (U_{ш1} - U_{ш2}) + 4U_{ш1}U_{ш2}] dt \right\}^{\frac{1}{2}} \approx 4k \cdot U_{Хсск}$$

Перша складова у останньому виразі це середньоквадратичне значення вхідної напруги, тобто $U'_{вих} \equiv U_{Хсск}$. Друга і третя складова при відсутності кореляції між шумами $U_{ш1}$ і $U_{ш2}$ і вхідною напругою $U_x(t)$ при достатньому часі інтегруванні прямують до нуля.

В такій схемі мікрвольтметра можливе вимірювання змінної напруги, рівень якої менший за рівень внутрішніх шумів мікрвольтметра.

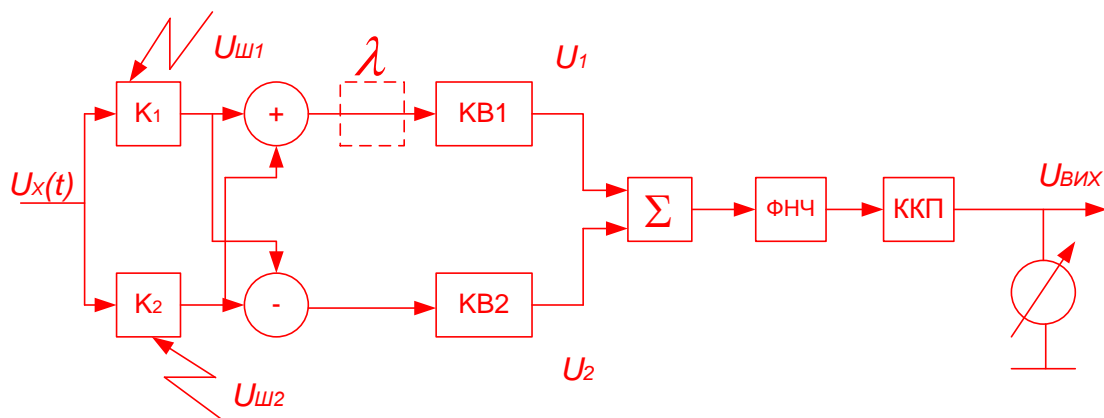


Рис. 3.17. Кореляційний мікрвольт метр.

З метою підвищення точності і швидкодії запропоновано на входи квадраторів КВ1 і КВ2 подавати однакові рівні сигналів, шляхом введення масштабного перетворювача λ (рис 3.17) і вибором, що $K_1 \neq K_2$. Окрім цього суматор Σ виконує вагову операцію віднімання для повної компенсації квадратичних складових шумів.

Таким чином:

$$\lambda^2 [U_x(t)(K_1 + K_2) + U_{ш1}K_1 + U_{ш2}K_2]^2 = U_1$$

$$[U_x(t)(K_1 - K_2) + U_{ш1}K_1 - U_{ш2}K_2]^2 = U_2$$

$$U_{вих} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (U_1 - cU_2) dt \right]^{\frac{1}{2}}$$

Якщо виконати умову $(K_1+K_2)\lambda=K_1-K_2$ і $c = \lambda^2$, то $U_{\text{вих}} \equiv U_{\text{Хскз}}$. При цьому на входи квадратів надходить однакові рівні вимірюваної напруги U_x і це позитивно відбивається на точності їх роботи і є можливістю додаткової компенсації їх похибок.

3.8. Імпульсні вольтметри (ІВ)

При аналізі імпульсних сигналів часто застосовуються осцилографічні методи вимірювання, які дозволяють не тільки вимірювати параметри імпульсів, але спостерігати одночасно їх форму.

До недоліків цих методів можна віднести невисоку точність (3÷7)%, відносно тривалий час вимірювання, низьку ефективність праці.

На відміну від цього імпульсні вольтметри при більш простій реалізації забезпечують більш високу точність чим осцилографічні методи, менший час вимірювання, автоматизацію вимірювання в складі інформаційно-вимірювальних систем.

Найбільш розповсюдженим методом вимірювання амплітуди повторюваних імпульсів є метод перетворення імпульсної напруги в напругу постійного струму з подальшим вимірюванням цієї напруги.

Перетворювач амплітуди імпульсів (ПАІ), це піковий детектор подібний до схеми рис 3.2а перетворювача амплітудної напруги. Основна відмінність і вимога полягає в тому, що співвідношення між часом заряду і часом розряду конденсатора C повинно бути значним, і тим більшим чим більший період повторення імпульсів, тобто конденсатор C не повинен суттєво розряджатись до приходу нового імпульсу (рис 3.18).

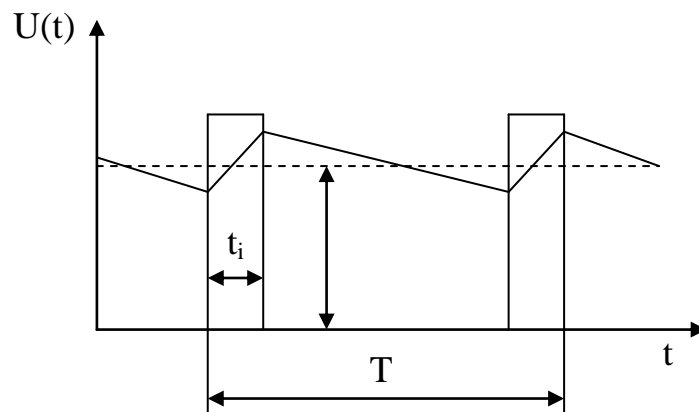


Рис. 3.18. Часова діаграма для перетворювача амплітудної напруги рис. 3.2а при перетворенні імпульсної напруги.

Типова структурна схема ІВ наведена на рис 3.19 і складається з високоомного повторювача напруги ПН, атенюатора АТ, підсилювача П та ПАІ, підсилювача постійного струму ППС та цифрового або аналогового вольтметра постійного струму.

Імпульсні вольтметри за такою структурою дозволяють вимірювати напругу імпульсів від 1 мВ до 3 В з похибкою (4÷10)% при тривалості імпульсів від 1 до 200 мкс і з щільністю від 100 до 2500.

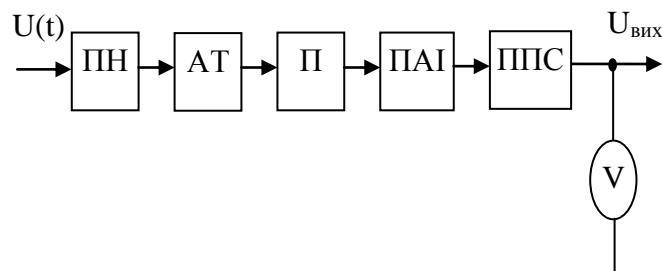


Рис. 3.19. Типова структурна схема імпульсного вольтметра.

Більш досконалішими є схеми ІВ побудованих за компенсаційними схемами. Значний внесок в розвиток таких ІВ зробили вчені СРСР Грязнов М.І, Гуревич М.Л, Магачов та інші.

На рис 3.20 зображена схема імпульсного вольтметра, в якому діод VD виконує роль елемента порівняння імпульсної входної напруги і постійної напруги від'ємного зворотнього зв'язку, яка надходить через резистор R_{B33}. Із за розряду конденсатора C в короткий момент часу, коли амплітуда імпульсу U(t) дещо перевищує компенсуючу напругу, з'являється імпульс на конденсаторі C і після його підсилення імпульсним підсилювачем ІП і детектування детектором Д створюється вихідна і компенсуюча напруга, тобто відбувається автоматична компенсація струму через діод.

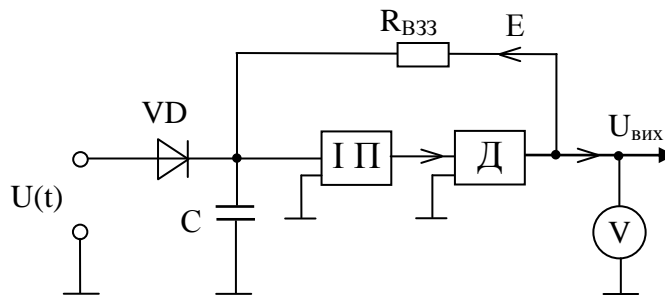


Рис. 3.20. Схема автокомпенсаційного імпульсного вольтметра.

В усталеному режимі при значному підсиленні ІП амплітуда входного імпульсу дорівнює компенсуючій напрузі E з деякою похибкою обумовленою статизмом системи, формою та амплітудою імпульсів.

Більш досконалою є схема ІВ з адитивною корекцією похибок, рис 3.21.

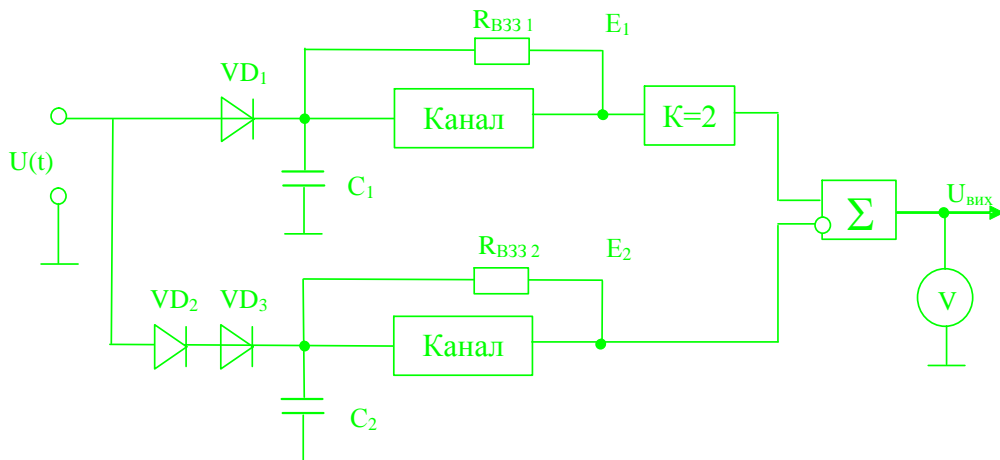


Рис. 3.21. Двоканальний ІВ з адитивною корекцією похибок.

Вольтметр складається з двох ідентичних каналів, один із яких наведено на рис. 3.20, і віднімаючого пристрою. В нижньому перетворювачі амплітуди імпульсів (рис 3.21) застосовано два діоди VD₂, VD₃. Має місце таке співвідношення:

$$U_{вих} = 2E_1 - E_2 = 2(U_m - \Delta U_{VD1}) - [U_m - (\Delta U_{VD2} + \Delta U_{VD3})] =$$

$$= U_m - (2\Delta U_{VD1} - \Delta U_{VD2} - \Delta U_{VD3}) = U_m - \delta ,$$

де U_m – амплітуда входної напруги, ΔU_{VDi} – похибка діодів.

При абсолютній ідентичності всіх трьох діодів сумарна похибка схеми суттєво знижується. Такий метод корекції дозволяє зменшити похибку від тривалості входного імпульсу і значно зменшити похибку обумовлену формою імпульсу. Метод реалізовано в серійному цифровому вольтметрі В4-20. Прилад вимірює відеоімпульсну і радіоімпульсну напругу від 0,1

до 25 В, а з зовнішнім дільником напруги до 250 В, тривалість імпульсів $2 \cdot 10^{-8} \div 0,05$ с, частотою слідування $10-10^7$ Гц і несучою частотою радіоімпульсів $200-5 \cdot 10^7$ Гц.

Основна похибка вимірювань складає $\pm(0,4-2)\%$ при тривалості імпульсів більших за $0,5 \cdot 10^{-6}$ с і несучою частотою радіоімпульсів $200-10^5$ Гц

3.9. Фазочутливі вольтметри

Дослідження складних багатоконтурних нелінійних систем, систем автоматичного регулювання екстремального та самопідстроювального типу, каналів зв'язку, систем навігації та інше зв'язане з необхідністю вимірювання динамічних властивостей досліджуваних об'єктів та амплітудно-фазочастотних характеристик. Виконуються такі вимірювання приладами оцінки комплексних коефіцієнтів передачі, аналізаторами передавальних функцій та фазочутливими вольтметрами (ФЧВ), так званими двохранаметричними вимірювачами напруги.

Результати вимірювання ФЧВ представляються в полярній системі координат у вигляді значень амплітуди та фази, а в прямокутній системі у вигляді значень квадратурних складових – дійсної та уявної частини комплексного значення напруги.

Існує 5 амплітудно-частотних методів вимірювання двохмірних параметрів напруги:

- метод безпосереднього вимірювання амплітуди та фази напруги першої гармоніки $U_x(t)$ з допомогою вольтметра та фазометра.
- метод компенсації амплітуди та фази напруги першої гармоніки $U_x(t)$ за допомогою сигналу, який формується із опорної напруги;
- метод компенсації квадратурних складових вимірювальної напруги за допомогою сигналу, який формується із опорної напруги;
- метод визначення миттєвих значень напруги у особливих точках періоду (при переході опорної напруги через нуль та максимум).
- метод гармонічного аналізу напруги з знаходженням амплітуди та фази або дійсної та уявної частки цієї напруги.

Найкращі можливості із розглянутих методів має метод гармонічного аналізу. Він дозволяє виконувати вимірювання з меншими похибками, забезпечує розширення діапазону вимірювання в область низьких частот дозволяє аналізувати сигнали з нелінійними спотвореннями та має велику заводо захищеність. Шляхом структурної перебудови схеми цей метод дозволяє представляти результат вимірювання як в полярній так і в прямокутній системі координат.

Структурна схема аналогового фазочутливого вольтметра з використанням методу гармонічного аналізу наведена на рис 3.22. Схема була використана в промислових ФЧВ В5-1, В5-2.

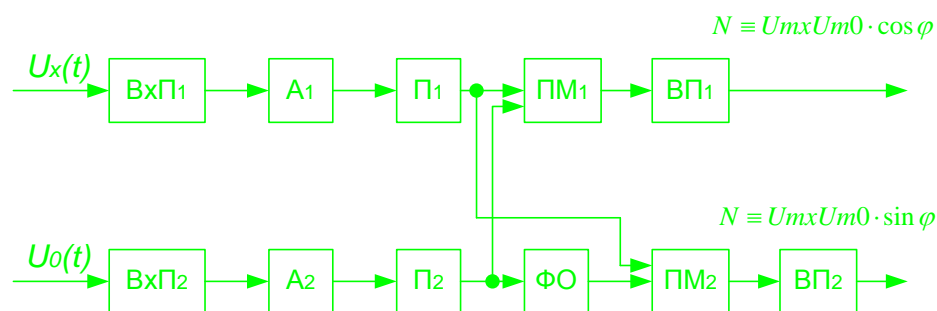


Рис. 3.22. Аналоговий фазочутливий вольтметр.

Вона складається з двох ідентичних каналів: вхідний пристрій $V_x\Pi$, атенуатор А, підсилювач П, перемножувач ПМ, відліковий пристрій ВП. Канал опорної напруги $U_0(t)$ в своєму складі має також 90° фазовий обертувач ФО.

Після відповідних перетворень блоками $V_x\Pi$, А, П на вхід першого перемножувача ПМ₁ надходять дві напруги:

$$U_x(t) \cdot k_1 = k_1 U_{mx} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$U_0(t) \cdot k_2 = k_2 U_{mx} \sin \omega t ,$$

де K_1, K_2 – коефіцієнти перетворення каналів 1 та 2. Після перемноження, інтегрування та усереднення відліковий пристрій ВП₁ покаже значення дійсної складової вхідної напруги відносно основної

$$U_d \equiv U_{mx} U_{m0} \cos \varphi$$

Аналогічно відліковий пристрій ВП₂ покаже значення уявної складової вхідної напруги відносно опорної:

$$U_y \equiv U_{mx} U_{m0} \sin \varphi$$

Описана схема має просту побудову, але має значні похибки із-за впливу різниці фазових зсувів каналів і мультиплікативних та адитивних похибок цих каналів. Похибки від перемноження напруг також суттєво впливають на точність вимірювань. Для отримання більш високої точності в ФЧВ В5-3 була застосована сумо-різнцева схема для більш точного перемноження сигналів.

Більш досконалыми та перспективними є цифрові схеми фазочутливих вольтметрів. Цифрові ФЧВ забезпечують вимірювання параметрів напруг з меншими похибками, мають більш широкий частотний діапазон, забезпечують можливості по автоматизації процесу вимірювання.

Більшість цифрових схем ФЧВ виконуються з використанням методу гармонічного аналізу вимірюваної напруги. На рис.3.23 наведена структурна схема цифрового ФЧВ. Схема функціонує таким чином:

На першому етапі ключ S2 відкритий, а ключ S1 закритий. На вхід перетворювача напруга – частота (ПНЧ) поступає опорна напруга $U_{оп}$. Частота на виході ПНЧ: $f_1 = k U_{оп}$

Імпульси з виходу ПНЧ запускають генератор пилкоподібної напруги. Компаратори K1, K2, K3 визначають моменти рівності пилкоподібної напруги відповідно миттєвому значенню опорної напруги, нульовому значенню та проінтегрованої опорній напрузі.

За допомогою ключів SW1 та SW2 виділяються проміжки часу пропорційні миттєвим значенням $U_{оп}$ та $U_{оп\ інтег}$.

$$\Delta t_1 = k_{гпн} U_{оп} ; \quad \Delta t_2 = k_{гпн} U_{оп\ інтег} ,$$

де $k_{гпн}$ – коефіцієнт перетворення ГПН, характеризує нахил пилки.

За час Δt_1 та Δt_2 імпульси з виходу генератора Г частотою f_0 надходять на обчислювальний пристрій ОП і фіксуються там за час T - період сигналу

$$N_1 = \int_0^T f_1 \cdot f_0 \Delta t_1 dt \equiv k_{пнч} k_{гпн} f_0 T U_{оп}^2 ; \quad N_2 = \int_0^T f_1 \cdot f_0 \Delta t_2 dt \equiv k_{пнч} k_{гпн} f_0 T^2 U_{оп}^2$$

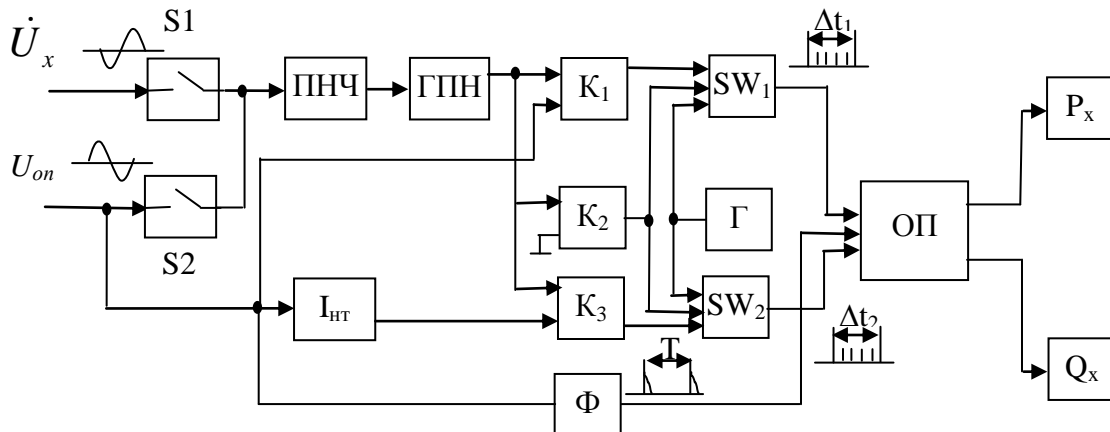


Рис. 3.23. Цифровий фазочутливий вольтметр.

В другому такті ключ S1 відкривається, а ключ S2 закривається. На вхід ПНЧ подається напруга U_x . Після відповідного перетворення в ОП запам'ятовується кількість імпульсів,

$$\text{пропорційна } U_x: N_3 = \int_0^T f_2 \cdot f_0 \Delta t_1 dt \equiv k_{ннч} k_{знн} f_0 T U_{x1} U_{on} \cos \varphi ;$$

$$N_4 = \int_0^T f_2 \cdot f_0 \Delta t_2 dt \equiv k_{ннч} k_{знн} f_0 T^2 \frac{U_{x1} U_{on}}{2} \sin \varphi .$$

Після закінчення другого такту проводиться ділення чисел N_3 на N_1 і N_4 на N_2

$$P_x = \frac{N_3}{N_1} = \left(\frac{U_{x1}}{U_{on}} \right) \cos \varphi ; \quad Q_x = \frac{N_4}{N_2} = \left(\frac{U_{x1}}{U_{on}} \right) \sin \varphi$$

Значення P_x та Q_x виводиться на цифровий індикатор. Таким чином отримуємо значення пропорційні квадратурним складовим. Розглянута схема має ряд позитивних якостей:

- результати вимірювання не залежать від частоти та амплітуди опорної напруги;
- схема дозволяє вимірювати як квадратурні складові коефіцієнта передачі так і квадратурні складові першої гармоніки вихідної напруги об'єкту досліджень.
- схема дозволяє побудову багатоканальних вимірювачів без пропорційного збільшення апаратних затрат.

Метрологічне забезпечення фазочутливих вольтметрів

Повірка ФЧВ проводиться відповідно з вимогами стандарту ГОСТ 8.006-71 "Вольтметри фазочутливі. Методи та засоби перевірки".

В процесі оцінки параметрів ФЧВ проводиться перевірка основної похибки вимірювання дійсної та уявної складової напруги U_x . Визначення основної похибки проводиться методом непрямих вимірювань. При цьому проводять вимірювання модуля напруги та фази сигнальної напруги, використовуючи метод прямих вимірювань та зразкові засоби вимірювання - вольтметри, атенюатори, фазометри. Потім з використанням отриманих значень проводять розрахунок дійсної та уявної складової за формулами:

$$U_d = U_x \cos \varphi, \quad U_{yяв} = U_x \sin \varphi;$$

Похибку вимірювання дійсної та уявної складових вхідної напруги визначають за формулами:

$$\gamma_d = \frac{U'_d - U_d}{2U_{ш}} \cdot 100\% ; \quad \gamma_y = \frac{U'_{yяв} - U_{yяв}}{2U_{ш}} \cdot 100\% ;$$

де $U'_d, U'_{yяв}$ - дійсна та уявна складові напруги, відлікована на повіряемому вольтметрі;
 $U_{ш}$ - значення максимальної межі шкали повіряемого вольтметра.

Перевірка основної похибки вимірювання ФЧВ проводиться в точках частотного діапазону та при рівнях вхідної напруги в відповідності з вимогами стандарту.

3.10. Селективні вольтметри

Селективні (вибираючі) вольтметри та методи вибірного вимірювання напруг частотних складових сигналів використовуються при визначенні малих коефіцієнтів нелінійних спотворень, при дослідженні спектрів періодичних сигналів та спектральної щільності шумів, при перевірці індикаторів мостикових схем, при вимірюванні напруженості поля та інше.

Діапазон вимірюваних напруг (в залежності від типу вольтметра) складає від 1-2мкВ до ЮмВ, а з додатковим подільником напруги до 1-10В. Похибка вимірювання напруги залежить від смуги пропускання вимірювального каналу та типу вольтметра і складає 4-15%.

За частотним діапазоном селективні вольтметри поділяються:

- а) низькочастотні- від 10-20Гц до 100-200кГц, наприклад вольтметри В6- 9, В6-14, 233 тип фірми UNIPAN (Польща);

б) середньочастотні (радіочастотні)- від 100-500кГц до 30-35МГц, вольтметри В6-1, В6-10, В6-15, STV 301-2 та SMV 11 НДР. Селективний вольтметр SMV 11 має розширений діапазон робочих частот (9кГц- 30МГц);

в) високочастотні > 30МГц, наприклад вольтметр STV 401(25-300МГц);

г) надвисоких частот >300 МГц, вольтметр SMV 8,5 (25-1000МГц).

За типом відлікового пристрою:

а) аналогові селективні вольтметри з відліком результату вимірювання на стрілковому показчику - В6-1, В6-9, В6-10, STV 301-2, STV 401, SMV8,5;

б) цифрові та комбіновані селективні вольтметри з відліком результату вимірювання на цифровому табло повністю або частково. Так, наприклад селективний вольтметр SMV 11 має цифровий відлік вимірюваної частоти та рівня вгамівності амплітуди вхідної напруги і аналоговий відлік середньовипрямленого та середньоквадратичного значення вимірюваної напруги.

Вольтметри селективної дії виконуються з використанням селективних підсилювачів на RC ланках або з гетеродинним перетворенням вхідної частоти і наступним селективним виділенням проміжної частоти.

В низькочастотному діапазоні для забезпечення селективності використовують, в основному, підсилювачі з RC ланками.

На рис.3.24 наведена структурна схема селективного вольтметра, схема якого побудована на основі селекції сигналів з допомогою підсилювачів на RC-елементах.

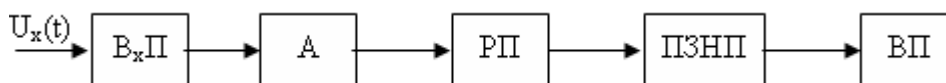


Рис. 3.24. Селективний вольтметр з резонансним підсилювачем (РП).

Схема має: вхідний каскад та підсилювач ВхП; атенуатор А; резонансний підсилювач РП; перетворювач змінної напруги в постійну; відліковий пристрій.

Сигнал $U_x(t)$ через вхідний підсилювач ВхП та атенуатор А надходить на резонансний підсилювач РП, в коло від'ємного зворотного зв'язку (КВЗЗ), якого включено режекторний RC-фільтр. Режекторний фільтр це, як правило, подвійний Т-подібний міст.

При настроюванні RC-фільтра в колі ВЗЗ на частоту вхідного сигналу коефіцієнт передачі по ланці від'ємного зворотного зв'язку приймає мінімальне значення, в результаті чого передаточна функція резонансного підсилювача має максимум.

З виходу підсилювача РП напруга подається на перетворювач ПЗНП та відліковий пристрій ВП. Розглянута схема є базовою для діапазону НЧ, на ній побудовані селективні вольтметри В6-2, В6-4, В6-9, В6-14, 233 фірми UNIPAN (Польща).

Селективний нановольтметр 233 фірми UNIPAN побудовано з використанням Т- мостів, що забезпечує вимірювання напруг від 1 мкВ до 300 мкВ в діапазоні частот від 1,5Гц до 130 кГц

з похибкою $\delta\% = \pm[6 + 2(\frac{U_k}{U_x - 1})]$, де U_k - кінцеве значення шкали, U_x - значення вимірюваної напруги.

Селективні вольтметри більш високих частот виконуються з гетеродинним перетворенням вхідної частоти. Для забезпечення високої чутливості гетеродинне перетворення може виконуватися декілька разів, причому перша ступінь гетеродинного перетворення забезпечує формування першої проміжної частоти та роботу приладу в діапазоні робочих частот, а друга ступінь - формування другої проміжної частоти, формування смуги пропускання та необхідного коефіцієнту підсилення.

Структурна схема селективного вольтметра з подвійним перетворенням вхідної частоти наведена на рис.3.25.

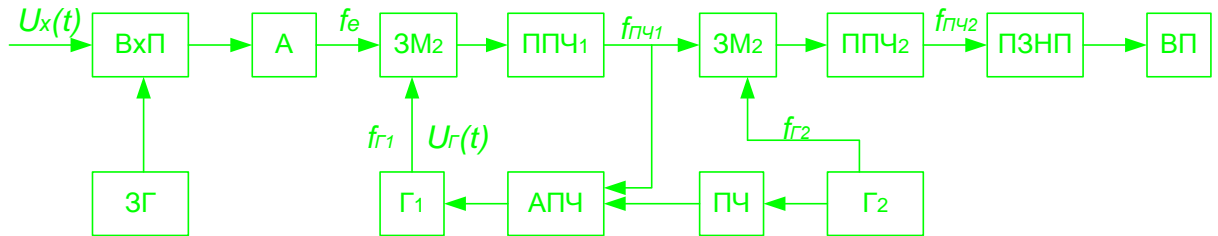


Рис. 3.39. Селективний вольтметр з подвійним гетеродинним перетворенням частоти.

Позначення на схемі: ВхП - вхідний каскад та підсилювач, А - атенюатор, ЗМ1 – змішувач частоти першої ступені, Г1 - перший гетеродин, ППЧ1 – підсилювач першої проміжної частоти, ЗМ2 - змішувач частоти другої ступені, Г2 - гетеродин другої ступені, ПЧ - перетворювач частот ($f_{\text{вих}}=f_{\text{пч}}$), АПЧ - автоматична підстройка частоти, ППЧ2 - змішувач частоти другої ступені, ПЗНП - перетворювач змінної напруги в постійну, ВП - відліковий пристрій, ЗГ - зразковий генератор.

Функціонує схема таким чином: вхідний сигнал виду $U_x(t) = U_{\text{вх}} \cos 2\pi f_c t$ через вхідний каскад та підсилювач ВхП, атенюатор А надходить на один із входів змішувача частоти ЗМ1, на другий вхід якого подається напруга першого гетеродина Г1: $U_z(t) = U_{mz} \cos 2\pi f_z t$.

На виході змішувача частоти ЗМ1, після перемноження сигналів, формується, а підсилювачем проміжної частоти ППЧ1 виділяється напруга першої проміжної частоти:

$$U_{nч1}(t) = U_{mх} U_{mz} \cos 2\pi(f_{z1} - f_c)t = U_{nч1} \cos 2\pi(f_{z1} - f_c) \text{ або}$$

$$U_{nч1}(t) = U_{nч1} \cos 2\pi(f_{z1} + f_c)t.$$

Першу проміжну частоту $f_{nч1} = f_z \pm f_c$ вибирають із урахуванням $f_{c_{\text{мін}}} > f_{nч1}$, або $f_{nч1} > f_{c_{\text{макс}}}$,

де $f_{c_{\text{мін}}}$, $f_{c_{\text{макс}}}$ - мінімальна та максимальна робоча частота вольтметра.

Напруга першої проміжної частоти подається на один із входів змішувача частоти ЗМ2, на другий вхід якого подається напруга другого гетеродина Г2. На виході ППЧ2 виділяється напруга з частотою $f_{nч2} = f_{nч1} + f_{z2} = f_{z1} + f_c + f_{z2}$.

Виділене значення напруги надходить на перетворювач змінної напруги в постійну ПЗНП, на виході якого формується середньоквадратичне значення гармоніки вхідної напруги $U_{\text{вх}}(t)$, яке реєструється відліковим пристроєм ВП.

В зв'язку з тим, що при роботі селективного вольтметра використовуються вузькі смуги пропускання, (наприклад 200Гц, 1.7кГц, 9кГц в приладі SMV 11 та 1кГц і 9кГц - в В6-10) виникає необхідність утримання сигналу в смузі пропускання мікрвольтметра в процесі тривалого вимірювання напруги. Досягається це за допомогою автоматичної підстройки частоти АПЧ.

Зразковий генератор ЗГ забезпечує формування сигналу (наприклад напругою 10 мВ на частоті 1МГц в приладі В6-10) для калібровки коефіцієнта передачі схеми вольтметра.

Метрологічне забезпечення селективних вольтметрів.

Державним стандартом (ГОСТ 8.119-85)"Вольтметри електронні селективні. Методи та засоби перевірки в діапазоні частот від 20Гц до 35МГц" установлюються номенклатура та методики перевірки основних метрологічних характеристик цих приладів.

Перевірка селективних вольтметрів проводиться з визначенням основних параметрів:

- похибки вимірювання напруги;
- визначення смуги пропускання вимірювального тракту вольтметра;
- похибки установки частоти по шкалі приладу.

Для перевірки селективних вольтметрів стандартом рекомендується використання зразкових засобів вимірювання таких як калібратори В1-16, В1-9, вольтметр ВЗ-49, електронно-лічильний частотомір ЧЗ-64 або аналогічні за параметрами засоби вимірювання.

Похибка вимірювання напруги визначається методом прямих вимірювань з допомогою калібратора. Основну похибку вимірювання в номінальній області частот визначають не менше ніж при трьох значеннях частоти: на початку, в середині і в кінці номінальної області частот. Основна похибка вимірювання при цьому не повинна перевищувати вказаної в технічних умовах на селективний вольтметр.

Похибка вимірювання частоти проводиться з допомогою цифрового частотомира. Смуга пропускання селективного вольтметра визначається на рівні 0,7 від номінального значення вхідної напруги за допомогою частотомира та зразкового вольтметра.

3.11. Вимірювачі відношення двох напруг

Багато величин (коефіцієнт підсилення або послаблення, вхідний та вихідний опір приладів і т.п.) визначаються як результат ділення двох напруг. Для автоматизації таких процесів застосовують вимірювачі відношення двох напруг, зокрема, знайшли розповсюдження вольтметри групи В8.

Типова структурна схема таких вольтметрів будується за двоканальною схемою, де на її виході вмикається пристрій ділення ПД (рис.1 таблиці 3.1). Вхідні напруги U_1 та U_2 після їх перетворення за допомогою перетворювачів змінної напруги у постійну ПЗНП₁ та ПЗНП₂ надходять на пристрій ділення.

Після виконання операції ділення формується результат вимірювання:

$$N_o = \frac{U_1 + \Delta U_1}{U_2 + \Delta U_2} \cdot \frac{k_1}{k_2} \cdot K_{пд} \cdot c,$$

де $\Delta U_1, \Delta U_2$ - адитивні завади в першому та другому каналах з коефіцієнтами передачі k_1 та k_2 відповідно (ПЗНП₁ та ПЗНП₂);

$K_{пд}$ - коефіцієнт перетворення подільного пристрою,

c - коефіцієнт, який ураховує стан атенюаторів та подільників у каналах перетворення. Загальна похибка перетворення при цьому:

$$\delta_{\Sigma} \approx \gamma_{п1} - \gamma_{п2} + \gamma_{пд} + \delta_1 - \delta_2, \quad (3.16)$$

де $\gamma_{п1}$ та $\delta = \frac{\Delta U_i}{U_i}$ - мультиплікативна та відносна адитивна похибки і-перетворювачів або ПД.

Основні складові похибки вимірювача відношення (ВВ) двох величин створюються за рахунок неідентичності каналів перетворення та пристрою ділення. Тому розвиток структур В В йшов, в основному, в напрямі зменшення цих похибок.

Пристрій ділення може бути реалізованим з допомогою аналогових, аналого-цифрових та цифрових схем. Так, використовуючи інтегральну схему 525ПСЗ з похибкою до 1%, можна виконати операцію ділення в аналоговій формі.

Більш високу точність можна мати, якщо застосувати в каналах ВВ АЦП і операцію ділення виконати в цифровому виді (рис.2 таблиці 3.1).

Економічно більш вигідна схема в якій застосовується один АЦП та перемикач, який почергово під'єднує АЦП на вихід то одного каналу, то другого. ПД повинен мати запам'ятовуючий пристрій.

Аналого-цифрове ділення двох напруг може бути виконано за допомогою одного АЦП, якщо його джерело опорної напруги замінити ПЗНП₂ (рис.3 таблиці 3.1). Висока завадостійкість, значна точність може бути отримана, якщо в цій схемі застосувати АЦП подвійного інтегрування, або АЦП за методом "сігма – дельта" модуляції.

Аналогічно операцію аналого-цифрового ділення можна реалізувати, застосовуючи в схемі рис.3 таблиці 3.1 перетворювач напруга-частота.

В ряді випадків операцію ділення замінюють операціями логарифмування та віднімання вихідних напруг каналів перетворення ВВ. При цьому легко отримати відлік в логарифмічних одиницях (децибелі).

В схемі рис.4 таблиці 3.1 одночасно відбувається квадратування і ділення двох середньоквадратичних значень напруг. В якості квадраторів можуть бути використані перемножувачі, які мають керований вхід (525ПС3).

Для підвищення точності і розширення діапазону вхідних напруг доцільно операцію ділення на виході каналів замінити стабілізацією напруги в одному із каналів так, як показано на рис.5 таблиці 3.1. Ідентичні керовані елементи КЕ1, КЕ2 разом із підсилювачами П1, П2 включено в канали ВВ. Підсилювач постійного струму ППС діє одночасно на обидва керовані елементи таким чином, щоб підтримати рівність двох напруг $U' = U_0$. При цьому має місце співвідношення

$$U' = U_2 k_2 k_{KE2} k_{П2} = U_0, N_x = U_1 k_1 k_{KE1} k_{П1} \cdot \text{При } K_{KE1} = K_{KE2} \quad N_x = \frac{K_1}{K_2} \frac{K_{П1}}{K_{П2}} U_0 \frac{U_1}{U_2}$$

Тут зроблено припущення, що коефіцієнт підсилення ППС дорівнює нескінченності.

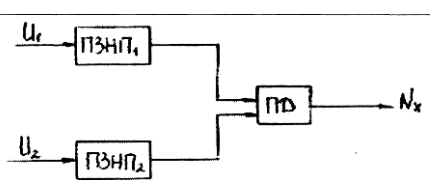
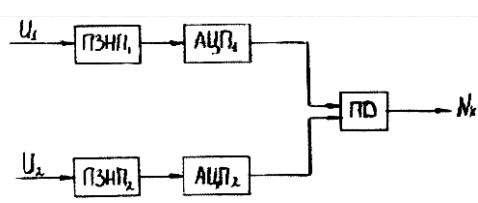
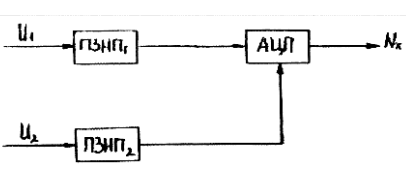
Таким чином, результат вимірювання пропорційний відношенню двох напруг. Операція ділення виконується в неявному виді. Похибка вимірювання визначається неідентичністю каналів перетворення.

Для зменшення похибки від нестабільності коефіцієнта передачі керованого елемента в схемі 6 таблиці 3.1 на нього одночасно надходить змінна напруга підсилювача П1 та постійна напруга ПЗНП₂. Після фільтрації постійної напруги за допомогою фільтра нижніх частот ФНЧ та порівняння з опорною напругою ППС діє на КЕ таким чином, що стабілізується постійна напруга на вході ФНЧ. ПЗНП₁ реагує, як завжди, на змінну складову, яка проходить через КЕ і пропорційна U_1

Для розглянутих вище схем характерна похибка від неідентичності каналів перетворення. Зменшити цю похибку можна за допомогою схем 7,8 таблиці 3.1, де використовується часове розділення каналів та запам'ятовуючі пристрої ЗП1, ЗП2.

Промисловість випускає ряд вимірювачів відношення двох напруг. Так, В8-6 має такі характеристики: діапазон частот (0.15 - 20)кГц, діапазон відношень 1...10000, основна похибка (1.5...6)

Таблиця 3.1. Вимірювачі відношення двох напруг

Схема	Характеристики
	<p>Основна схема</p> $\delta_x \approx \gamma_{П1} - \gamma_{П2} + \gamma_{ПД} + \delta_1 - \delta_2$
	Цифрова операція ділення
	Аналого-цифрове ділення

	<p>Одновременное квадратування і ділення вхідних напруг</p> <p>4</p>
	<p>Підвищення точності, розширення діапазону вхідних напруг</p> $\delta_{\Sigma} \approx \gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_{П1} - \gamma_{П2} + \gamma_{KE1} - \gamma_{KE2} + \delta_1 - \delta_2 + \gamma_{U0}$ <p>5</p>
	<p>Зменшення похибки від нестабільності керованого елемента (КЕ)</p> <p>6</p>
	<p>Зменшення похибки від впливу ПЗНП</p> <p>7</p>
	<p>Зменшення похибки від основних вузлів приладу та заміна операції ділення стабілізацією напруги</p> <p>8</p>

3.12. Вимірювачі нестабільності напруги змінного струму

Стан різних електричних об'єктів може бути охарактеризовано абсолютними значеннями параметрів або відхиленнями цих значень від заданих норм. Ці відхилення бувають більш інформативними, чим абсолютні значення і відображають часто найбільш суттєві процеси, які відбуваються в контрольованому об'єкті. Такі відхилення прийнято називати нестабільністю.

Вимірювання нестабільності за допомогою засобів, призначених для вимірювання абсолютних параметрів буває неможливим або супроводжується значними похибками. Це привело до створення спеціалізованих засобів, зокрема, диференційних вольтметрів та вимірювачів нестабільності напруги постійного та змінного струмів.

Характеристикою нестабільності вихідної напруги якогось джерела є повний її приріст:

$$\Delta U = U(t + \Delta t, x + \Delta x, y + \Delta y) - U(t, x, y),$$

визначений як різниця між його вихідною напругою при збуренні впливових факторів (x, y) і тією ж напругою при відсутності збурення.

Практично користуються частковими приростами напруги, наприклад, визначають часову, температурну та інші види нестабільності. Розрізняють абсолютну нестабільність напруги ΔU та відносну. $\Delta U/U = H$

В залежності від перетворювача змінної напруги в постійну, застосованих в вимірювачах нестабільності напруги (ВНН), визначають нестабільність амплітудної, середньовипрямленої та середньоквадратичної напруги.

В свою чергу в залежності від подальшого алгоритму обробки результатів вимірювання розрізняють диференційну та інтегральну нестабільність. Диференційне значення нестабільності

характеризує швидкість зміни напруги, а інтегральне може характеризувати, наприклад, середнє або середньоквадратичне відхилення від заданої норми за фіксований інтервал часу.

Так, якщо обробка результатів відбувається відповідно до виразу:

$$H = \frac{100}{T_{yc} U_0} \int_t^{t+T_{yc}} [U_{скз}(t) - U_0] dt$$

то буде знайдене середнє значення відносного відхилення середньоквадратичної $U_{\infty}(t)$ напруги від опорної напруги U_0 за інтервал усереднення T_{yc} . Слід зауважити, що вимірювання нестабільності середньоквадратичної напруги може відбуватись опосередковано шляхом вимірювання нестабільності середньовипрямленої напруги та її коефіцієнта форми.

В загальному вигляді ВНН складаються із двох основних блоків (рис.3.26): пристрій виділення нестабільності напруги (ПВН) та власне сам вимірювач цієї нестабільності (ВН). Найбільш важливим вузлом, від якого в значній мірі залежать метрологічні характеристики ВНН, є ПВН.

В найпростішому випадку ПВН складається з перетворювача змінної напруги в постійну (ПЗНП), джерела постійної напруги та від'ємного пристрою (рис.3.27).

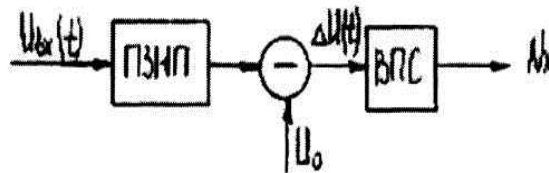


Рис.3.26. Узагальнена схема вимірювача нестабільності напруги.

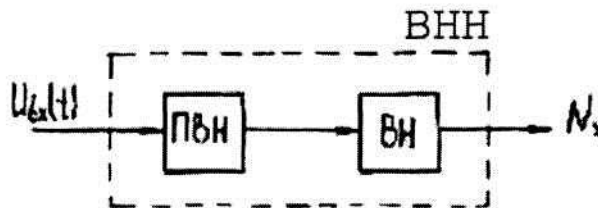


Рис. 3.27. Найпростіший вимірювач нестабільної змінної напруги.

Перед вимірюваннями змінюють коефіцієнт перетворення ПЗНП, досягаючи $\Delta U = 0$. Вимірювання нестабільності за певний інтервал часу виконують за допомогою вольтметра постійного струму ВПС.

Аналіз цієї схеми показує, що сумарна похибка:

$$\delta = \frac{\bar{U}_{ax}(t)}{\Delta \bar{U}(t)} \gamma + \frac{\bar{U}_{ш}(t)}{\Delta \bar{U}(t)} + \gamma + \gamma_{впс}, \text{ де } \Delta \bar{U}(t) - \text{вимірювана усереднювана нестабільність}$$

напруги $U_{вх}(t)$, $\bar{U}_{ш}(t)$ - усереднена шумова складова на вході приладу, γ та $\gamma_{впс}$ - мультиплікативні похибки ПЗНП та ВПС відповідно.

З цього виразу видно, що найбільш суттєва похибка виникає за рахунок нестабільності ПЗНП (вона підсилюється, бо $\bar{U}_{ax}(t)/\Delta \bar{U}(t) \gg 1$), а також впливають шуми приладу. Нестабільністю опорної напруги при її великих рівнях часто нехтують. Тому основні зусилля при розробці ВНН спрямовані на створення високоточної схеми виділення нестабільності. Так, на рис.3.28а представлена схема ВНН, де використовуються просторове розділення каналів перетворення. Похибка вимірювань в цій схемі відповідно до позначень, прийнятих раніше:

$$\delta = [\bar{U}_{ax}(t)\gamma_1 - \bar{U}_0(t)\gamma_2] / \Delta U(t) + [\bar{U}_{ш1}(t) - \bar{U}_{ш2}(t)] / \Delta U(t) + \gamma_{впс}, \text{ де } \gamma_1, \gamma_2 - \text{мультиплікативні похибки ПЗНП}_1, \text{ ПЗНП}_2.$$

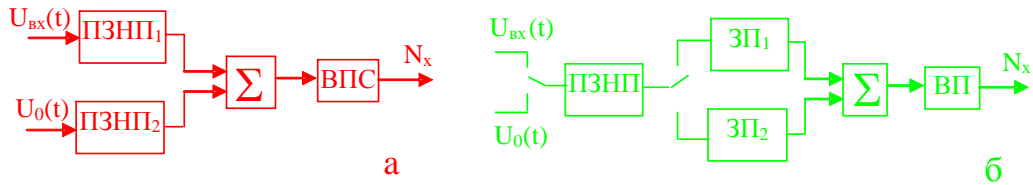


Рис 3.28. Просторове (а) та часове (б) розділення каналів в вимірювачах нестабільності напруги.

Для мінімізації δ перед вимірюванням змінюють опорну напругу, досягаючи $\Delta U = 0$, і одночасно змінюють коефіцієнт перетворення ВПС для збереження масштабу відносних вимірювань. В цьому випадку при ідентичних характеристиках ПЗНП1 та ПЗНП2 досягається значне зменшення похибок відносно схеми рис.3.27. Дисперсія шумів на вході ВПС залежить від степені кореляції $U_{ш1}(t)$ та $U_{ш2}(t)$ і дорівнює:

$$D[U_{ш1} - U_{ш2}] = 2D[U_{ш}(t)][1 - \rho_{12}],$$

де ρ_{12} - коефіцієнт кореляції між шумами $U_{ш1}(t)$ і $U_{ш2}(t)$.

Тут зроблено допущення, що $D(U_{ш1}) = D(U_{ш2})$ і коефіцієнт перетворення схеми дорівнює одиниці.

Більш високу точність можна мати в схемі рис.3.28б, де застосовують часове розділення сигналів. В якості запам'ятовувачих пристроїв можуть бути застосовані як аналогові пристрої, так і цифрові. Похибки вимірювань для цієї схеми:

$$\delta = \gamma_{амс} + \gamma_{нзм} + [\bar{U}_{ш}(t) - U_{ш}(t+T)] / \Delta U(t),$$

де $\gamma_{ПЗНП}$ - мультиплікативна похибка ПЗНП; T - інтервал часу між відліками $U_{вх}(t)$ та $U_0(t)$.

Дисперсія шумів, з перерахуванням до входу схеми і допущеннями, прийнятими раніше, визначається, як:

$$D[\bar{U}_{ш}(t) - U_{ш}(t+T)] = 2D[U_{ш}(t)][1 - \rho(\tau)],$$

де $\rho(\tau)$ - коефіцієнт кореляції стаціонарних шумів на інтервалі T.

Більш досконало може бути побудований пристрій виділення напруги (рис.3.29) якщо використати формувач опорної напруги (ФОН). ФОН - це стабілізатор вхідної напруги. Напруга на виході ФОН може бути близькою або співпадати за формою з $U_{вх}(t)$. В якості ФОН може бути підсилювач з обмеженням або широкосмуговий стабілізатор. Після віднімання напруг та перетворення їх в постійну напругу, маємо напругу нестабільності $U_{в}$.

Серійний вимірювач В8-4 виконано за структурною схемою рис.3.28а. Це вимірювач нестабільності середньоквадратичної напруги. Для підвищення точності вимірювань застосовується періодичне по волі оператора калібрування тракту ПЗНП за допомогою зразкового генератора. В8-4 має діапазон робочих частот 400...500Гц, вхідна напруга 20...230В, межі вимірювань нестабільності (0.1; 0.3; 1.0; 3.0)%, чутливість 0.005%, основна похибка вимірювань (0.03...0.08)%.

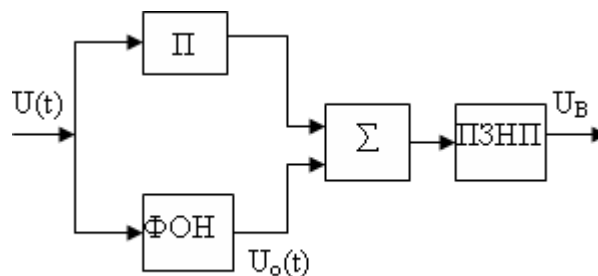


Рис.3.29. Застосування формувача опорної напруги (ФОН) в ВНИ.

3.13. Стробоскопічні перетворювачі електричних сигналів

При стробоскопічному перетворенні здійснюється стиснення спектру електричного сигналу без зміни його форми, тобто відбувається трансформація часового масштабу в ділянку низьких частот.

Математичну модель стробоскопічного перетворення можна представити, як перемноження спектру вхідного сигналу $U_{ex}(t)$ з послідовністю стробуючих імпульсів тривалістю Δt і періодом T_i . Представимо послідовність стробоімпульсів рядом Фур'є.

$$A(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\Omega t, \text{ де } \Omega = \frac{2\pi}{T_{cmp}} = 2\pi f_{cmp} \text{ n- номери гармонік стробосигналу, також}$$

представим вхідний сигнал як:

$$U_{ex}(t) = U_0 + \sum_{m=1}^{\infty} U_m \cos m\varpi t, \text{ де } \varpi = \frac{2\pi}{T_{ex}} = 2\pi f_{ex}, \text{ m- номери гармонік перетворюваного}$$

сигналу.

Якщо припустити, що перемножуючий пристрій безінерційний, то перетворений сигнал $U_{np}(t)$ можна представити як:

$$U_{np}(t) = A_0 U_0 + U_0 \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\Omega t + A_0 \sum_{m=1}^{\infty} U_m \cos m\varpi t + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} A_n U_m \cos[(m\varpi + n\Omega)t + \cos(m\varpi - n\Omega)t],$$

Складовою результату перемноження з різницевою частотою $m\varpi - n\Omega$ являє собою перетворений періодичний сигнал $U_{np}(t)$ тієї ж форми, що й перетворюваний, але з меншою частотою повторення. Частоти всіх складових перетворюваного сигналу зменшуються в однакове число разів Q (коефіцієнт трансформації). При $m = n$, $Q = \frac{\varpi}{\varpi - \Omega}$.

Розглянемо приклад. Нехай у спектрі вхідного сигналу є чотири гармоніки $(m\varpi), m = 1, 2, 3, 4$, а в спектрі стробоімпульсів дискретизації присутні три гармоніки $n\Omega, n = 1, 2, 3$. Тоді після перемноження маємо перетворений періодичний сигнал з частотами:

$$\begin{array}{cccc} \underline{\omega - \Omega}; & \underline{2\omega - \Omega}; & 3\omega - \Omega; & 4\omega - \Omega; \\ \omega - 2\Omega; & \underline{2\omega - 2\Omega}; & 3\omega - 2\Omega; & 4\omega - 2\Omega; \\ \omega - 3\Omega; & 2\omega - 3\Omega; & \underline{3\omega - 3\Omega}; & 4\omega - 3\Omega; \end{array}$$

При умові $m=n$ частота перетвореного сигналу дорівнює $m(\varpi - \Omega), m = 1, 2, 3$. В таблиці ці гармоніки підкреслені. Враховуючи, що в спектрі стробоімпульсів немає четвертої гармоніки, то при переносі спектру сигналу на проміжну частоту втрачається четверта гармоніка вхідного сигналу. З цього випливає, що при переносі спектру вхідного сигналу в область низьких частот без втрати інформації необхідно мати безкінечну кількість гармонік у спектрі стробоімпульсів. Цій вимозі задовольняє імпульс типу ДЕЛЬТА-функції.

Структурні схеми стробперетворювачів. Найпростіший стробперетворювач

У найпростішому стробоскопічному перетворювачі вхідна періодична напруга $U_{ex}(t)$ квантується за допомогою ключа К по амплітуді в дискретні моменти часу nT імпульсами тривалістю Δt , де T – крок квантування (рис. 3.30).

У момент часу nT , коли ключ К замкнений, під дією миттєвої напруги $U_{ex}(t)$, накопичувальна ємність С заряджується до напруги, що визначається сталою часу заряду та тривалістю стробоімпульсу Δt . Після закінчення дії стробоімпульсу конденсатор повільно розряджається зі сталою часу розряду τ_p .

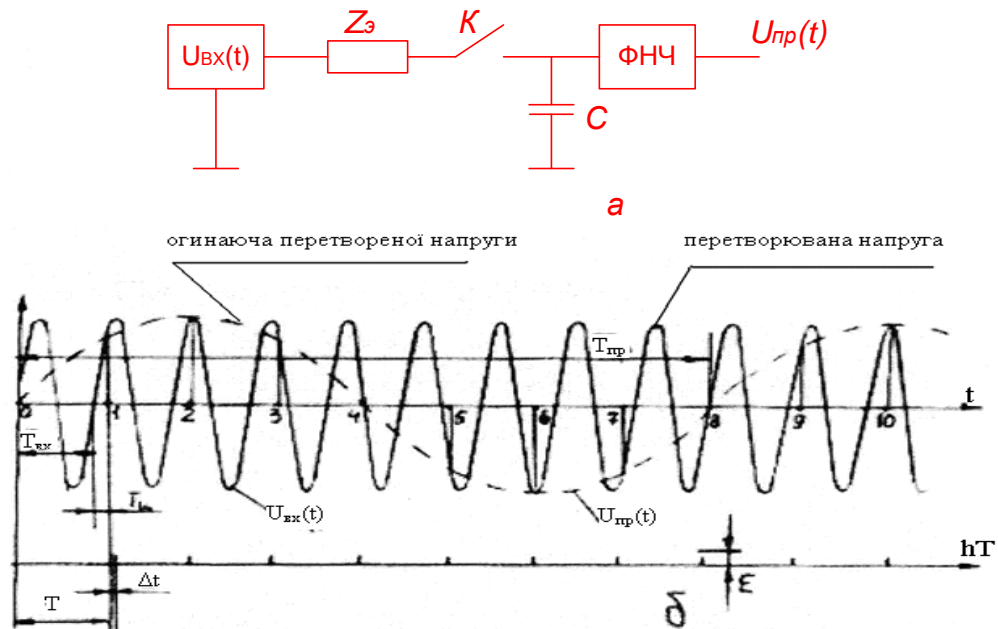


Рис. 3.30. Стробоскопічний перетворювач напруги:
а) структурна схема б) часові діаграми.

Наступний стробоімпульс зміщується відносно попереднього на час дискретизації вхідного перетворюваного сигналу T_y . Внаслідок цього на конденсаторі формується перетворений сигнал, який повторює форму сигналу, що перетворюється, але розтягнутий в часі у коефіцієнт трансформації Q разів. Період T може бути в декілька разів більше T_{ex} ,

тобто $T = NT_{ex} + T_y$, $N = 1, 2, 3, \dots$. Слушне також співвідношення: $\frac{T_{np}}{T} = \frac{T_{ex}}{T_y}$; $\frac{T_{np}}{T_{ex}} = \frac{T}{T_y} = Q$.

Стробоскопічний перетворювач з системою автоматичного зсуву стробоімпульсів

Такий перетворювач найбільш поширений при побудові стробоскопічних осцилографів.

З вхідного сигналу формуються синхроімпульси (рис. 3.31а), які запускають генератори швидкої та повільної пилковидної напруги ГШП та ГПП (рис.3.31б,в). В момент часу, коли миттєве значення напруги $U_{шп}$ та $U_{гп}$ рівні, формуються стробоімпульси $U_{ст}$. При цьому кожний наступний стробоімпульс зсувається відносно попереднього на час, рівний T_y . При стробуванні такими імпульсами вхідної напруги формується огинаюча низькочастотного перетвореного сигналу (рис.3.31д).

На рис.3.32 подана структурна схема перетворювача, де ФСІ – формувач синхроімпульсів; ГШП - генератор швидкої напруги; ГПП – генератори швидкої та повільної напруги; СП – схема порівняння; ГСІ - генератор стробоімпульсів ; ЗМ - змішувач; ФНЧ- фільтр низьких частот.

Для підвищення точності перетворення створюють перетворювач з багаторазовим стробуванням в одну точку, який аналогічний розглянутому. Відрізняється він від нього тим, що миттєві значення амплітуди ГПП змінюється ступінчасто. До того ж, тривалість кожної ступені дорівнює періоду T надходження стробоімпульсів, де $T = NT_{ex} + T_y$. При незмінності амплітуди ступені за час T сформовані стробоімпульси в СП генератором швидкої пили будуть влучати в одну й ту ж точку перетворюваної напруги $U_{ex}(t)$ на кожному її періоді.

Кількість влучень в одну точку буде дорівнювати N - ціле число періодів, яке укладається в періоді T проходження стробоімпульсів.

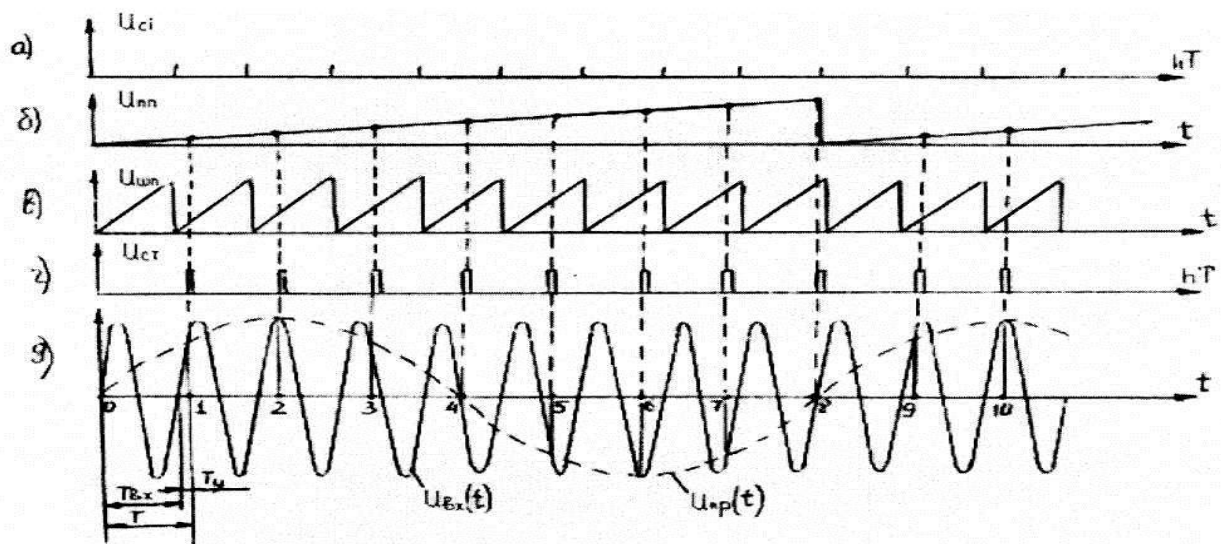


Рис. 3.31. Часові діаграми роботи стробперетворювача.

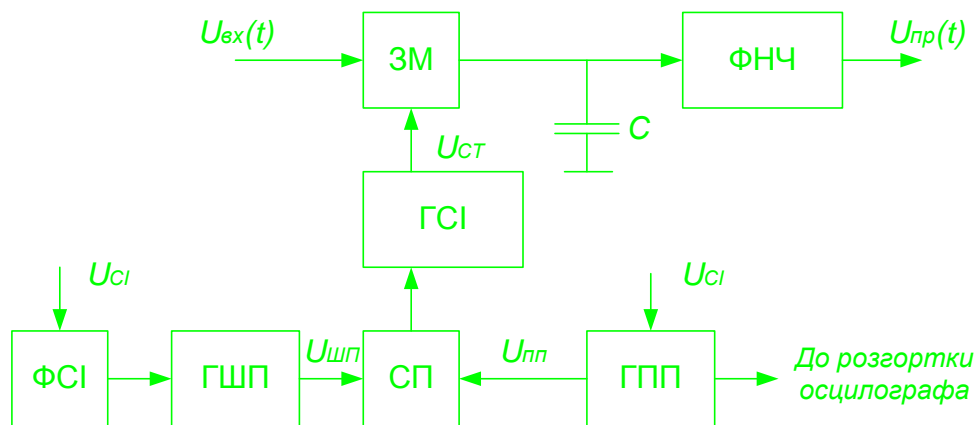


Рис. 3.32. Структурна схема перетворювача з автоматичним зсувом стробімпулсів.

Стробоскопічний перетворювач з системою ФАПЧ

У вольтметрах, фазометрах, імпедансметрах та ін. перетворення високочастотної напруги в низькочастотну фіксованої частоти зі збереженням амплітудно-фазових співвідношень реалізується системою фазової автопідстройки частоти ФАПЧ, яка забезпечує для гармонійного сигналу відповідне співвідношення: $f_{np} = f_{ex} - Nf_{cmp}$.

На рис.3.33 подано структурну схему перетворювача СП з ФАПЧ: ЗМ-змішувач, УП-узгоджуючий підсилювач, ФНЧ- фільтр низьких частот, ПО- підсилювач-обмежувач, ФД- фазовий детектор, ОГ- опорний генератор, ППС- підсилювач постійного струму, ПГ- генератор, що перестроюється, ФСІ- формувач стробоімпулсів, ГПЗ- генератор пошуку та захвату, ПУ- пристрій управління.

ФАПЧ- формує імпульси з частотою надходження $f_{стр}$, якими стробується вхідний сигнал. Внаслідок цього формується напруга низької частоти. Перетворювач працює таким чином. При вмиканні ПУ запускає ГПЗ, який діє на ПГ та змінює його частоту за лінійним законом. У ФСІ формуються стробоімпулси, які мають амплітуду 3-5 В та тривалість 0.2-0.6 нс. Ці імпульси в ЗМ відкривають симетричний міст на час, який дорівнює тривалості стробоімпулсу. Миттєве значення вхідного сигналу заряджає конденсатор С. Внаслідок цього формується ступенева напруга, частота якої також змінюється за лінійним законом. Далі ця напруга підсилюється в УП, фільтрується ФНЧ і надходить через ПО до ФД ФАПЧ. На ФД надходить також напруга фіксованої частоти ОГ. При нерівності частот ОГ та перетвореної напруги на вході ФД формується напруга розузгодження, яка через ППС буде діяти на ПГ, що

викличе зміну частоти надходження стробоімпульсів до тих пір, доки частота перетворюваної напруги не буде рівна частоті ОГ. В цю мить ПУ вимикає ГПЗ і ФАПЧ входить в синхронізм. Такий перетворювач застосовано у комбінованому вимірювачі різниці фаз ФК2-12, в якому $f_{оп}=20$ кГц, а при перетворюванні $f_{вх}=1$ МГц-1ГГц частота надходження стробоімпульсів дорівнює $f=0.98-2$ МГц.

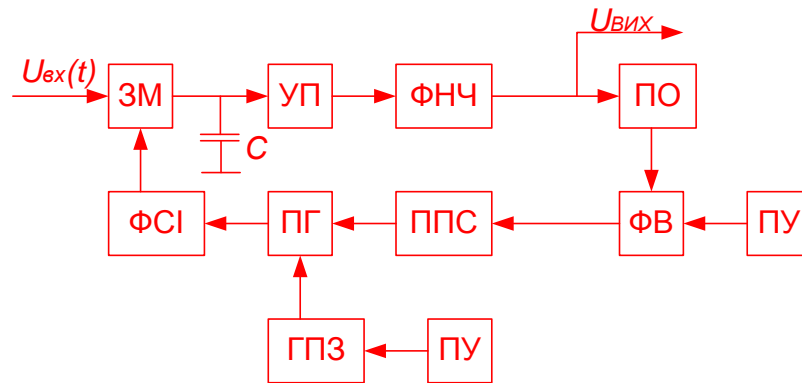


Рис. 3.33. Стробоскопічний перетворювач з ФАПЧ.

Основні похибки стробоскопічних перетворювачів

На похибку СП впливає тривалість стробоімпульсів, частота вхідного сигналу $\omega_{вх}$, період надходження стробоімпульсів T , частота перетвореного сигналу ω_{np} , вихідний імпеданс джерела вхідної напруги, що перетворюється. Наприклад, при постійній частоті вхідної напруги, та при зміні $f_{стр\min}$ і сталості ω_{np} похибка перетворення може досягти 0.5 дБ. Крім того, на похибку передачі СП впливає зміна ω_{np} навіть при незмінності сталої ланцюга заряду конденсатора, має вплив на похибку коефіцієнта передачі СП і характер вихідного опору (активного, ємнісного або індуктивного) напруги, що перетворюється. На похибку коефіцієнта передачі СП також впливає кінечна тривалість стробімпульса. Похибка мінімальна при стробуванні в максимумі вхідного сигналу і максимальна при стробуванні у момент часу переходу через нуль. Частотна похибка зростає з підвищенням частоти вхідного сигналу і зменшується зі зменшенням Δt .

При подаванні на вхід СП вхідного сигналу буде відбуватися перехідний процес. Час перехідного процесу буде визначатися тривалістю стробімпульсів та характером вихідного опору джерела напруги, що перетворюється. Наприклад, при ємнісному характері вихідного опору час встановлення зменшується при підвищенні ємнісної складової. При зменшенні тривалості Δt час встановлення підвищується.

Від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ) у стробоскопічних перетворювачах

Для покращення метрологічних характеристик СП (зменшення похибок, розширення діапазону частот) застосовують зворотний зв'язок за проміжною частотою.

На рис.3.34 зображено функціональну схему, а на рис.3.35 часові діаграми такого СП.

Вхідна напруга стробується імпульсами з частотою надходження $f_{стр}$. На виході підсилювача П формується перетворена напруга низької частоти $U_{np}(t)$. Ця напруга через ланку зворотнього зв'язку β надходить на вхід суматора та складається з вхідною височастотною напругою. В момент часу стробування відбувається віднімання із миттєвого значення вхідного сигналу миттєвого значення напруги проміжної частоти, ця різницева напруга і заряджає конденсатор С.

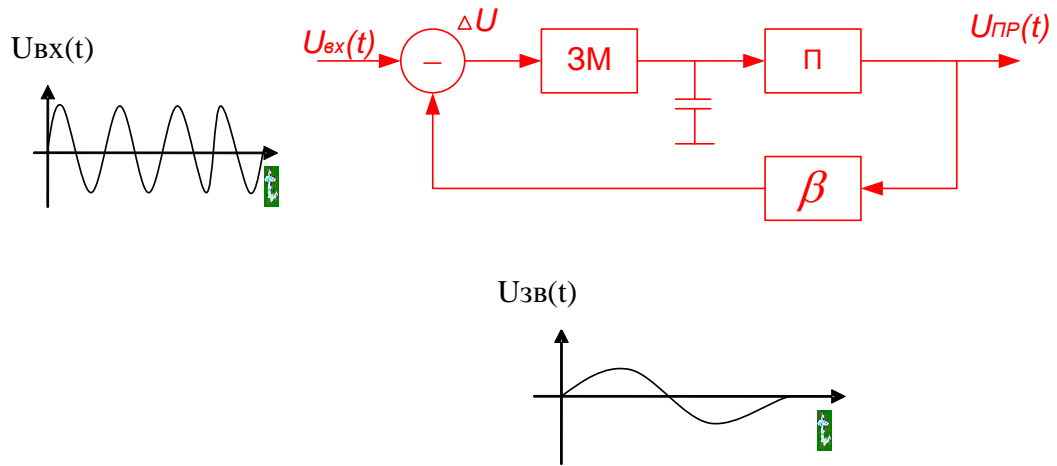


Рис. 3.34. Стробоскопічний перетворювач з повним охопленням від'ємним зворотнім зв'язком.

Коефіцієнт передачі такого СП дорівнює: $k = \frac{k_{зМ} k_n}{1 + k_{зМ} k_n \beta}$, де $k_{зМ}, k_n, \beta$ - коефіцієнти передачі відповідних блоків схеми рис.3.34.

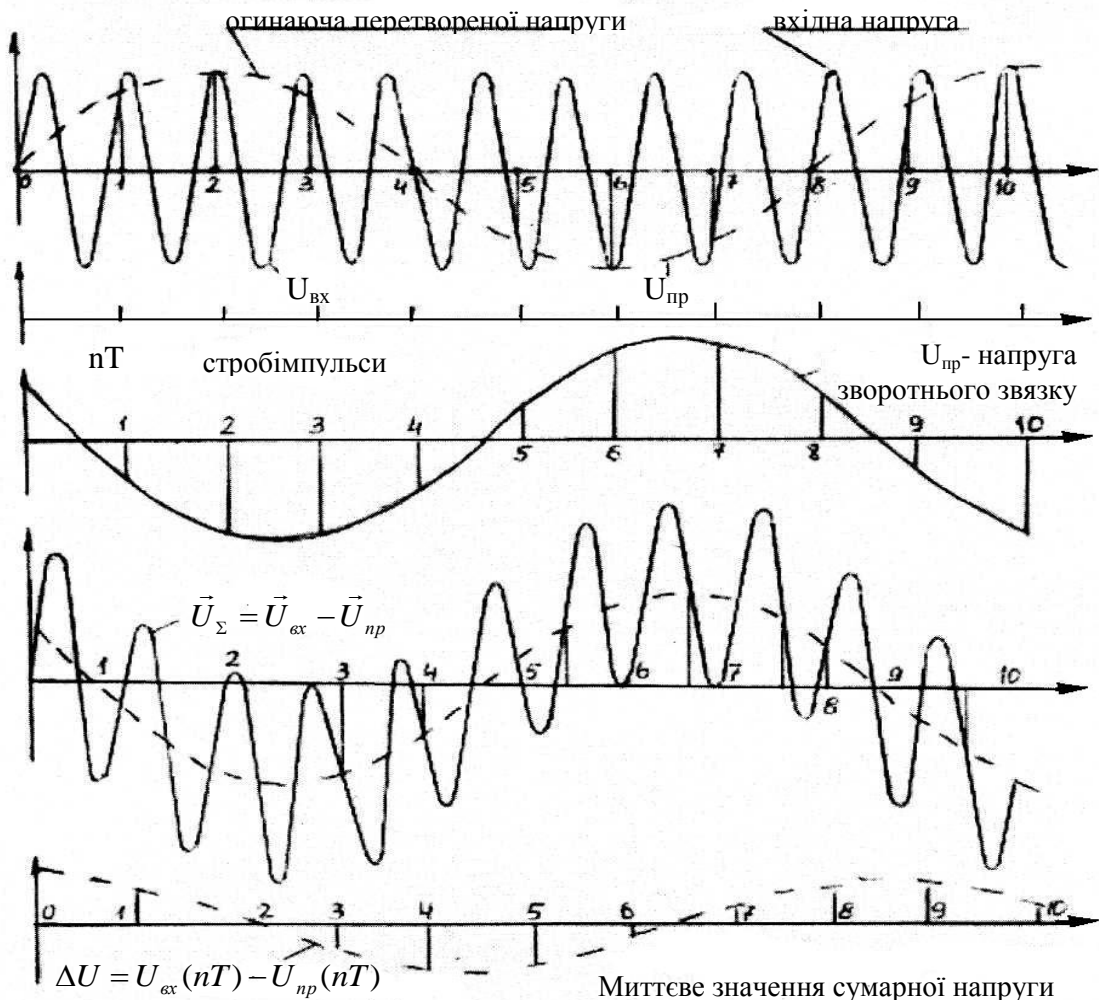


Рис. 3.35. Часові діаграми до рис. 3.34.

Позитивною якістю такого СП є те, що змішувач охоплено ВЗЗ, і в момент часу стробування напруга некомпенсації, яка передається через симетричний діодний міст, дуже мала, і вона тим менша, чим більше петльове підсилення. Метрологічні характеристики такого СП покращуються, а похибка коефіцієнта передачі визначається похибкою резисторів ланки зворотного зв'язку β .

Стохастичні стробоскопічні перетворювачі

В стохастичних СП не потрібна синхронізація стробоімпульсів з напругою, що перетворюється. В таких СП момент появи стробімпульсів може бути відносно довільним, випадковим. За способом дискретизації перетворюваної напруги, їх можна розділити на дві групи: з хаотичною та впорядкованою дискретизацією. В першому випадку урахуються всі ті дискретні ординати перетворююмого сигналу, які співпадають з стробімпульсами. В другому випадку урахують лише ті дискретні ординати сигналу, які лежать на часовій відстані, рівній кроку зчитування, тобто ті, які відповідають лише визначеним співпадінням вхідного сигналу зі стробімпульсами. Спосіб стохастичного стробоскопічного перетворення знайшов застосування при побудові вольтметра ВКЗ-38. Значення похибок при такому способі суттєво залежать від закону розподілення моментів дискретизації сигналу, форми напруги та параметру вхідної напруги, який вимірюється (амплітудне, середньовипрямлене, середньоквадратичне значення).

Доцільно зазначити, що за випадковими миттєвими значеннями сигналу, який перетворюється, в стохастичних СП шляхом обробки можна з деякою похибкою відновити форму досліджуваної напруги. Взагалі з'єднання мікро – ЕОМ з стробоскопічним перетворювачем в одному приладі дає можливість аналізувати сигнали в діапазоні частот від нуля герців до десятків гігагерців.

3.14. Метрологічне забезпечення вольтметрів змінного струму

З метою підтримки характеристик вольтметрів відповідно до вимог існуючих стандартів проводиться перевірка їх при випуску на виробництві і під час експлуатації.

Перевірка – це « визначення похибок засобів вимірювальної техніки (засобів вимірювань) і встановлення їх придатності до застосування ». [ДСТУ 2681 - 94]

Існує два основних методи перевірки (рис 3.36): метод звірення показів зразкового і повіряемого вольтметрів і метод звірення показів міри і повіряемого вольтметра.

При першому методі використовують джерело напруги ДЖН і одночасно вимірюють його зразковим вольтметром ЗрВ і повіряемим ПВ. Порівнюючи результати їх вимірювань знаходять похибку ΔN повіряемого вольтметра.

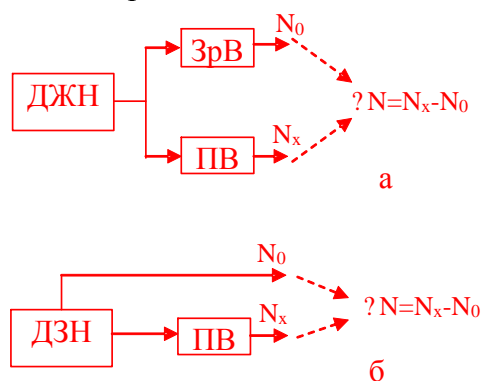


Рис. 3.36. Два методи перевірки вольтметрів: звірення показів зразкового і повіряемого вольтметрів (а); звірення показів міри і повіряемого вольтметра (б).

При другому методі використовують джерело зразкової напруги ДЗН і вимірюють його напругу повіряемим вольтметром ПВ. Порівнюючи результати вимірювань ПВ і значення вихідної напруги ДЗН (міри), визначають похибку ΔN повіряемого вольтметра.

Співвідношення між похибками зразкового приладу і повіряемого повинно бути не більше 1:5. Допускається співвідношення 1:3 при повірці вольтметрів і амперметрів класу точності 0,5 і більш точних. Співвідношення 1:4 допускається при повірці приладів класу точності 1. Границі вимірювань зразкового і повіряемого приладів бажано мати однаковими.

Якщо використовується зразковий прилад з більшими границями вимірювань чим у повіряемого, то клас точності ЗрВ повинен бути більш високим. Клас точності ЗрВ, якщо він

застосовується без окремого масштабного перетворювача, можна розрахувати за виразом:
 $K_{зр} \leq \alpha \cdot K_{пв} \cdot N_{п} / N_{зр}$,
 де $K_{зр}$, $K_{пв}$, $N_{зр}$, $N_{п}$ – клас точності та границі вимірювань зразкового і повіряемого вольтметрів, відповідно; α – необхідне співвідношення між похибками ЗрВ і ПВ (1:3; 1:4 або 1:5).

При повірці за цими двома методами необхідно передбачити і мінімізувати похибки, що виникають від лінії зв'язку між джерелами напруги і приладами, від їх вхідних та вихідних активно-реактивних опорів тощо. Необхідно також урахувати можливі похибки, що виникають від форми і нестабільності напруги ДЖН, ДЗН, розбіжності в динамічних властивостях ЗрП і ПВ також можуть вплинути на повірку цих приладів.

Повірку вольтметрів змінного струму класом точності 0,1-0,5 часто проводять методом компарування, тобто порівнянням постійної і змінної напруги. В якості чутливого елемента застосовують електродинамічні перетворювачі або термоелектричні.

На рис 3.37 змальовано схему повірки вольтметра з використанням термоелектричного компара-

тора. Повіряемий вольтметр ПВ під'єдна- но до регульованої напруги змінного струму U_x . Високо точний цифровий вольтметр ЦВ або потенціометр під'єдна- но до постійної напруги U .

Термоперетворювач ТП в першому такті перемикачем П під'єднується до U_x , регулюючи напругу на резисторі R_k , за допомогою резистора R компенсують термоелектрорушійну силу ТП спосте- рігаючи за гальванометром Г.

В другому такті перемикач П переходить в положення 2 і на вхід ТП надходить напруга постійного струму U , змінюючи її виводять гальванометр на нульову позначку, при цьому показ ЦВ буде відповідати середньоквадратичному значенню змінної напруги U_x .

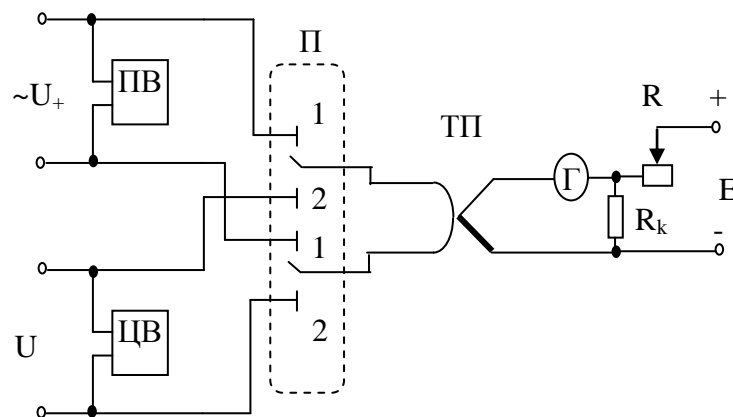


Рис 3.37. Схема повірки вольтметра змінного струму за допомогою термоелектричного компаратора.

В термоелектричних компараторах виникає похибка асиметрії незалежної від частоти змінного струму. Вона виникає в тому випадку, коли через нагрівач ТП течуть рівні за значенням, але протилежні за напрямком струми I_+ і I_- , тоді відповідні їм значення термоелектрорушійної сили не рівні між собою: $e_+ \neq e_-$.

Фізичний смисл цієї похибки пов'язаний з ефектом Томсона і Пельт'є в нагрівачах. Сягає вона, приблизно 0,01%. Для вилучення цієї похибки в другому такті роботи компаратора подають по чергово дві різнополярні напруги U_+ і U_- (рис 3.37) і тоді змінна напруга, що подається на ПВ, визначається як: $U_x = 0.5(U_+ + U_-)$

Таким чином, змінюючи U_x , можна визначити похибки ПВ на різних позначках його шкали.

Більш прогресивний шлях повірки вольтметрів, це застосування калібраторів змінної напруги (генератори – калібратори ГК). З їх допомогою легко забезпечити автоматизацію процесу повірки, підвищити продуктивність праці.

Калібратор- це багатозначна міра з цифровою індикацією значення вихідної величини. Вхідною величиною таких приладів є код N.

Сучасні калібратори змінної напруги чи струму, це як правило кодокеровані вимірювальні генератори синусоїдної напруги. Діапазон генеруємих напруг складає від часток мілівольта до 1000В, струмів ($10^{-8} \div 100$)А, діапазон частот 5 Гц÷1000МГц.

При побудові калібраторів змінної напруги чи струму найбільше поширення знаходять дві структурні схеми: розімкнута і замкнута. Розімкнута структурна схема, в якій застосовується цифровий синтез синусоїдної напруги, зображена на рис 3.38

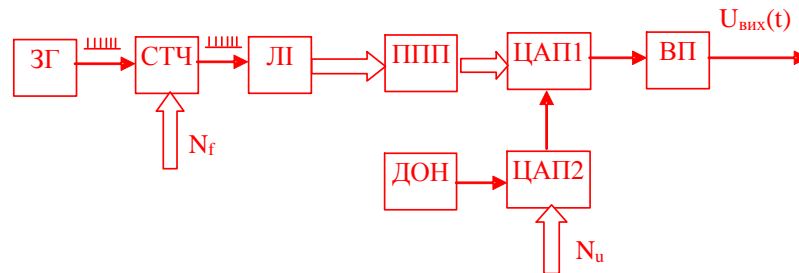


Рис. 3.38. Цифровий генератор змінної напруги.

Вона складається із ряду послідовно включених блоків: задаючого генератора ЗГ (часто це кварцовий генератор імпульсів), синтезатор тактових частот СТЧ, лічильник імпульсів ЛІ, пристрій постійної пам'яті ППП, цифро-аналоговий перетворювач ЦАП1, вихідний пристрій ВП, крім цього є також ЦАП2 і джерело опорної напруги ДОН.

Імпульси від ЗГ надходять на СТЧ, де їх частота змінюється в певне число раз за допомогою внутрішнього дільника частоти під дією кода N_f . Імпульси з вихода СТЧ приходять на ЛІ, на виході якого з'являється зростаючий двійковий паралельний код, який діє на адресні входи ППП. В комірках ППП зберігається код відповідний значенням синусоїдної залежності з певним кроком дискретизації. Таким чином на виході ЦАП створюється ступенева напруга з огинаючою за законом синуса. Після фільтрації і підсилення за допомогою ВП на виході створюється напруга синусоїдної форми заданої частоти від N_f .

Зміна амплітуди $U_{вих}$ забезпечується шляхом дії кода N_u на перемножуючий ЦАП2, який змінює живлення ЦАП1 від ДОН.

Форма кривої $U_{вих}$ може бути змінена програмно шляхом зміни змісту комірок пам'яті ППП. Стабільність частоти вихідних коливань висока і визначається стабільністю кварцового генератора в ЗГ ($10^{-6} \div 10^{-7}$). Стабільність вихідної напруги залежить від точності ЦАП1, ЦАП2, ДОН і ВП і може складати частки відсотка. Для отримання більш високої точності застосовують замкнуті структурні схеми автоматичної стабілізації вихідної напруги.

На рис 3.39 представлена схема генератора-калібратора з використанням ітераційно-інтегруючого способу зрівноваження.

Схема має в своєму складі джерело опорної напруги ДОН; ключі Кл1, Кл2; лінійний детектор ЛД; інтегратор Інт; пристрій вибірки та зберігання ПВЗ; генератор керований напругою ГКН; вихідний пристрій ПВ(підсилювач потужності з фільтрами і атенюатором); автомат управління АУ. Вхідний код N_u в автоматі управління АУ перетворюється в послідовність інтервалів часу T_1, T_2, T_3 які управляють роботою Кл1, ПВЗ, Кл2, відповідно до діаграми рис 3.53(б).

На інтервалі часу T_1 Кл1 замкнут, а Кл2 розімкнут і напруга постійного струму U_0 із ДОН через ЛД надходить на інтегратор Інт і інтегрується. На короткому інтервалі часу T_2 Кл1 і Кл2 розімкнуті і ПВЗ запамятовує вихідну напругу Інт.

На інтервалі часу T_3 Кл1 – розімкнута, а Кл2 – замкнут і вихідна напруга змінного струму $U_{вих}$ через ЛД надходить на інтегратор і інтегрується ним. Структура ЛД і інтегратора Інт така, що зміна напруги на виході Інт під дією U_0 протилежна за знаком дії вихідної напруги $U_{вих}$. Значення T_3 вибирається рівним або кратним періоду вихідної напруги. Після циклічної роботи через певний час встановлення можна вважати, що кількість зарядів, що надходять від ДОН дорівнює кількості зарядів, що надходить з вихода схеми, тобто маємо таке співвідношення: $U_{вих} = U_0(T_1/T_2)$, При цьому $U_{вих}$ це середньо-випрямлене значення вихідної напруги $U_{вих}(t)$ відповідно до схеми ЛД. Із виразу (3.17) слідує, що на вихідну напругу не впливає нестабільність таких блоків Інт, ПВЗ, ГКН, ВП

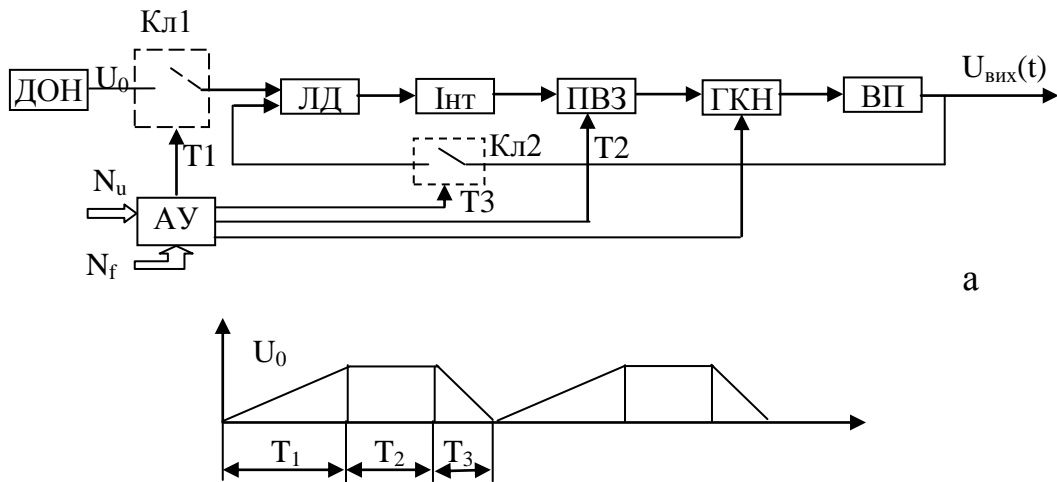


Рис 3.39. Ітераційно-інтегруючий генератор-калібратор:
а) схема; б) діаграма роботи.

Коефіцієнт передачі ЛД в першому наближенні не створює похибку калібруатора, але все ж залишаються похибки із – за його не лінійності і частотних властивостей.

Установлення $U_{вих}$ при “стрижку” N_u відбувається поступово ітераційним шляхом і може складати декілька циклів $T_1 - T_2 - T_3$.

Використання такої схеми дозволило отримати генератор – калібратор з похибками соті частини відсотка, діапазон частот до 100 кГц.

Під час створення інформаційно-вимірювальних систем, системи контролю та діагностики радіоелектронних приладів мають велике значення характеристики джерел стимулюючих впливів. Часто з такою метою використовують генератори – калібратори (ГК) змінної напруги в діапазоні частот від одиниць герців до десятків і сотень мегагерців. Важливою вимогою до таких ГК є висока точність і максимально можлива швидкодія. Якщо перший параметр традиційно удосконалювався шляхом застосування конструктивно-технологічних та структурно-алгоритмічних методів, то інший параметр за останні 20 років практично не змінювався.

Сучасні ГК мають час установлення вихідної напруги від 3 с (Фірма "Джон Флжж" модель 5200А, ПО "Пунане Рет", калібратор В1-29) до 15 с (В 1-18) при нижній частоті напруги 10 Гц.

Час установлення ГК суттєво впливає на режим роботи системи та на продуктивність праці при контрольних операціях. Так, наприклад, при автоматичній перевірці багатодіапазонного вольтметра змінного струму витрати часу складають 10-30 хвилин, що є молодийнятним в виробничих умовах і не виправдовує кошти, витрачені на створення інформаційно-вимірювальної системи.

На рис. 3.40 наведена широко відома структурна схема ГК змінної напруги малої швидкодії. Це схема широкосмугового стабілізатора з глибоким зворотнім зв'язком диференційно-включеними перетворювачами змінної напруги в постійну ПЗНП1 та ПЗНП2. У ПЗНП можуть бути застосовані амплітудні, середньовипрямлені та середньоквадратичні перетворювачі.

Коло некомпенсації складається з суматора Σ , підсилювача постійного струму ППС, керуючого елемента КЕ, на другий вхід якого подається напруга від генератора Г, підсилювача потужності ПП.

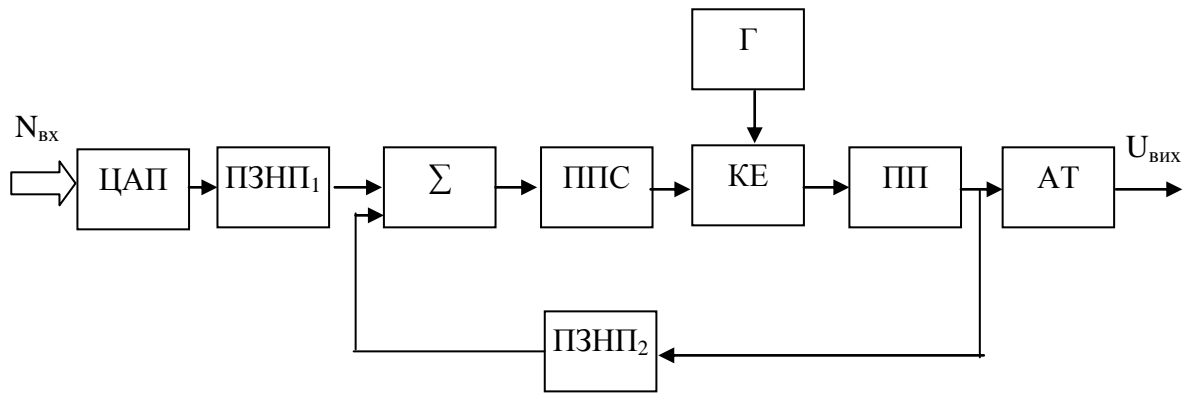


Рис. 3.40. Структурна схема ГК змінної напруги малої.

Зміна вихідної напруги $U_{вих}$ відбувається "грубо" за допомогою атенюатора АТ, здебільшого звичайно, через 10 дБ, а дрібними ступенями за допомогою коду $N_{вх}$, який подається на цифроаналоговий перетворювач ЦАП.

Час установлення вихідної напруги при перемиканні АТ дуже малий і залежить від часу спрацювання внутрішніх ключів АТ. Але час установлення вихідної напруги ГК при стрибку вхідного коду $N_{вх}$ дуже великий, і становить десятки та сотні періодів самої низькочастотної напруги приладу.

Цей час установлення складним чином залежить від інерційності ПЗНП1, ПЗНП2, KE та глибини зворотнього зв'язку контуру керування. Власне характер перехідного процесу може бути різним: коливальним або аперіодичним і також залежить від значення $N_{вх}$. У такій схемі виникає складне технічне протиріччя між часом установлення вихідної напруги, стійкістю замкненої системи та її точністю, тобто глибиною зворотнього зв'язку.

Розв'язати цю проблему дає змогу схема ГК (рис.3.41). Головною відмінністю цієї схеми є зв'язок між вхідним затискачем пристрою і допоміжним цифроаналоговим перетворювачем ЦАП2.

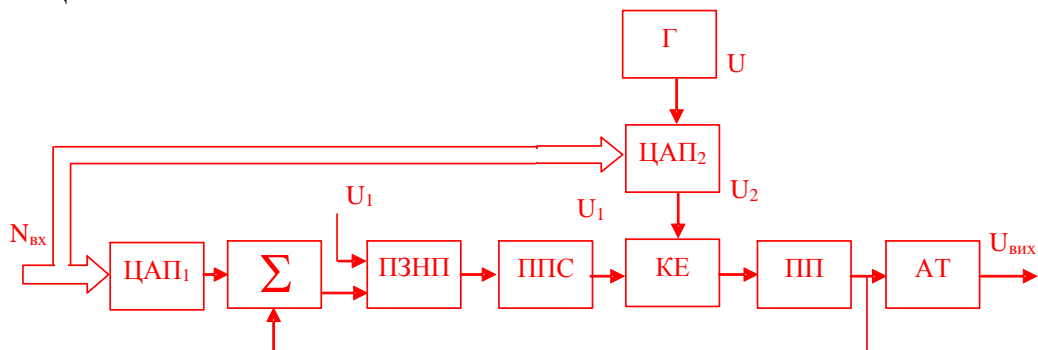


Рис. 3.41. Схема ГК високої точності і швидкодії.

Для з'ясування дійсної картини процесів, які відбуваються в даній схемі, проаналізуємо її в статичному та динамічному режимах.

Позначимо коефіцієнт передачі блоків та їх похибки відповідно до їх позначень на схемі. Урахуємо також, що на вході перетворювача змінної напруги в постійну діє завада U_3 , ЦАП2-це перемножуючий ЦАП, який реалізує таке співвідношення: $U_2 = N_{вх} U_Г K_{ЦАП2}$.

Керуючий елемент KE - також перемножувальний пристрій, який здійснює операцію $\lambda U_1 \cdot U_2$, де λ - масштабний коефіцієнт пропорційності.

Тоді перетворення ГК запишемо у вигляді:

$$(N_{вх} K_{ЦАП1} + U_3 - U_{вих} / K_{АТ}) K_{ПЗНП} K_{ППС} U_Г K_{ЦАП2} \lambda K_{ПП} K_{АТ} = U_{вих}$$

Позначивши $K_{ПЗНП} K_{ППС} U_Г K_{ЦАП2} \lambda K_{ПП} K_{АТ} = K$, знайдемо, що:

$$U_{вих} = (N_{вх} K_{ЦАП1} + U_3) K_{АТ} \frac{K}{1 + K}$$

Звідси похибка схеми з зворотнім зв'язком:

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{\gamma_1}{1+k} + \gamma_{AT} + \gamma + \delta,$$

де $\delta = U_3 / N_{BX} K_{ЦАП1}$ - адитивна похибка схеми, а $\gamma_k \approx \gamma_{ПЗПП} + \gamma_{ППС} + \gamma_{U_{Г}} + \gamma_{ЦАП2} + \gamma_{\lambda} + \gamma_{ПП}$ - мультипликативна похибка каналу некомпенсації ПЗПП, ППС, КЕ, Г, ЦАП2, ПП.

Отже, при доволі великій глибині зворотнього зв'язку К похибка схеми переважно визначається похибкою АТ, ЦАП1 та рівнем завади U_3 . На практиці це дозволяє будувати такі ГК з точністю, яка дорівнює сотим долям відсотку.

Для усунення перехідних процесів в схемі рис.3.41 через швидку зміну керуючого коду $N_{вх}$ і інерційності ПЗПП, ППС, КЕ необхідно так розрахувати схему, щоб приріст сигналів на входах Σ був однаковим та одночасним, та відповідно нульовим на його виході. Водночас зміна коду $N_{вх}$ повинна майже миттєво передаватись через ЦАП2, КЕ, ПП, АТ на вихід ГК. Тобто треба виконати умову:

$$\Delta N_{BX} K_{ЦАП1} = \Delta N_{BX} K_{ЦАП2} U_{Г} \lambda U_1 K_{ПП}$$

В свою чергу U_1 , яке було сформовано до появи ΔN_{BX} , можна знайти із співвідношення:

$$N_{BX} K_{ЦАП1} = N_{BX} K_{ЦАП2} U_{Г} \lambda U_1 K_{ПП}$$

Знаходячи U_1 із останнього виразу і підставляючи його в попередній, отримаємо тотожність.

Отже, зміна $N_{вх}$ практично миттєво викликає зміну вихідної напруги $U_{вих}$ і це є головним. Суттєво, що умови настроювання весь час автоматично підтримуються і компенсуються часова та температурна нестабільність блоків схеми.

Із попереднього аналізу впливають деякі важливі переваги даного ГК:

1) час установлення вихідної напруги схеми не залежить від нижньої частоти напруги генератора $U_{Г}$, сталих часу інерційних елементів, таких як ПЗПП, ППС, КЕ, а визначається переважно комутаційними процесами в ЦАП1 та ЦАП2, час установлення даної схеми на декілька порядків вище часу встановлення відомих ГК;

2) точність схеми збільшується за рахунок поглиблення зворотнього зв'язку ГК без втрати стійкості і впливу на швидкодію схеми;

3) збільшення сталих часу кола некомпенсації ПЗПП, ППС, КЕ зменшує вплив завади U_3 , на вихідну напругу.

4) під час деяких випробувань, скажімо, в лініях зв'язку необхідно вихідну напругу змінювати за визначеним законом (лінійний, експоненційний та інші), що важко реалізується у відомих схемах (рис.3.40) і легко в схемі, наведеній на рис.3.41 за допомогою формування необхідного закону зміни коду $N_{вх}$;

5) така схема ГК (рис.3.41) апаратно мало відрізняється від відомих схем стабілізаторів і тому можлива їх нескладна модернізація.

На завершення цього розділу в таблиці 3.2 наведені технічні характеристики деяких ГК змінної напруги.

Таблиця 3.5. Генератори – калібратори (ГК) змінної напруги

Тип ГК	Діапазон вихідних напруг, В	Діапазон частот, Гц	Границі допустимих похибок, %
B1-8	$10^{-5} - 300$	45; 400; 1000	0,3 - 0,5
B1-9	$10^{-4} - 1000$	20 - $1 \cdot 10^5$	0,02 - 0,25
B1-15	$3 \cdot 10^{-3} - 3$	$3 \cdot 10^7 - 1 \cdot 10^9$	0,5 - 6(9)
B1-16	$10^{-4} - 3$	10 - $5 \cdot 10^7$	0,2 - 3

B1-20	$10^{-5} - 300$	$20 - 2 \cdot 10^5$	0,04 - 0,65
B1-25	$10^{-3} - 10$	$10^3 - 1 \cdot 10^5$	0,07 - 0,3(0,6)
B1-27	$10^{-4} - 1000$	$20 - 1 \cdot 10^5$	0,02 - 0,2
B1-29	$3 \cdot 10^{-6} - 3$	$10 - 1 \cdot 10^8$	0,07 - 2
Φ7090	$10^{-5} - 1000$	$10 - 1 \cdot 10^5$	0,03 - 0,2
SQ10(Польша)	$10^{-8} - 1000$	$0,40 - 5 \cdot 10^3$	0,03 - 0,2