

УДК 621.317.7-52

**В. П. Дюбко**, кандидат технічних наук,  
доцент кафедри інформаційних систем  
та технологій Академії митної служби України  
**В. В. Поліщук**, старший викладач кафедри  
інформаційних систем та технологій Академії  
митної служби України  
**В. М. Пономарьов**, старший викладач  
кафедри інформаційних систем та  
технологій Академії митної служби України  
**С. В. Клименко**, старший викладач кафедри  
радіоелектронної автоматики  
Дніпропетровського національного  
університету ім. Олеся Гончара

### АНАЛІЗ СХЕМ ВКЛЮЧЕННЯ ЧУТЛИВИХ ЕЛЕМЕНТІВ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

*Проведено аналіз схем включення чутливих елементів багатофункціональних пристроїв, що застосовуються в технічних засобах митного контролю.*

*Проанализированы схемы включения чувствительных элементов многофункциональных устройств, которые применяются в технических средствах таможенного контроля.*

*The charts of including of pickoffs of multifunction devices which are used in the hardware's of custom control are analyzed.*

**Ключові слова.** Чутливі елементи, перетворювачі, електронні пристрої, технічні засоби митного контролю.

**Вступ.** Прилади для контролю й виміру різноманітних фізичних величин – невід’ємна складова технічних засобів митного контролю. Впровадження засобів контролю й виміру різних фізичних величин для здійснення митного контролю постійно розширюється в міру створення складних автоматизованих систем на базі електронних вимірювачів [1–3].

© **В. П. Дюбко, В. В. Поліщук, В. М. Пономарьов, С. В. Клименко, 2010**

Найширше застосовуються електронні вимірювальні перетворювачі, при розробці яких актуальне завдання побудови уніфікованих схем перетворювачів, що незалежні від характеру вимірюваної фізичної величини. Такий підхід розширює функціональні можливості вимірювальних перетворювачів, робить їх багатофункціональними.

Електричні мостові схеми найбільш ефективні для включення резистивних чутливих елементів (ЧЕ). Переваги цих схем такі великі, що дослідження, спрямовані на їхнє вдосконалення, і дотепер ведуться досить широко [4, 5]. Аналіз літературних джерел за останні два десятиріччя показав, що найефективніші схеми включення терморезистивних ЧЕ при використанні їх у багатофункціональних пристроях (БФП) – це електричні мости врівноваження.

Використання БФП у складі автоматизованих систем управління ставить інше важливе завдання – забезпечення високої швидкодії. Це диктується необхідністю зменшення динамічних і методичних похибок (терморезистори – інерційні елементи, постійна часу  $\tau_m$  яких для типів, що серійно випускаються, становить 0,4–115 с). При включенні терморезистора в одне з плечей звичайного електричного мосту опорів еквівалентна постійна часу перетворювача майже не змінюється щодо постійної часу терморезистора. Тому найважливішою умовою використання мостових схем з терморезисторами у складі автоматичних БФП є істотне підвищення їхньої швидкодії, що досягається застосуванням схем автобалансних мостових перетворювачів (АМП) урівноваження. Тому логічно проводити аналіз таких перетворювачів з нелінійними напівпровідниковими терморезисторами методами теорії автоматичного управління.

**Постановка завдання.** З метою покращання метрологічних характеристик багатофункціональних вимірювальних пристроїв проаналізувати схеми включення чутливих елементів та розробити методику аналізу і синтезу автобалансних мостових перетворювачів.

#### **Аналіз аналогових автобалансних мостових перетворювачів**

Розглянемо особливості роботи аналогових автобалансних мостових перетворювачів. При побудові перетворювачів з терморезистивними чутливими елементами (ЧЕ) все ширше застосовуються аналогові АМП постійного і змінного струму. Це пояснюється їхніми незаперечними перевагами: автоматизацією операції балансування моста й можливістю зменшення постійної часу схеми щодо постійної часу терморезистора.

Розробка і впровадження аналогових АМП дозволяє на перших етапах проектування трохи поліпшити параметри розроблюваних приладів і систем. Однак прагнення поліпшити метрологічні характеристики засобів управління й контролю на основі аналогових АМП призвело до ще більшого прояву їхніх недоліків, таких як нелінійність функції перетворення, недостатня чутливість, погана перешкодостійкість (тому що зв’язок ЧЕ зі схемою включення здійснюється за допомогою аналогового сигналу низького рівня), а також аналоговий вид вихідної інформації. Якщо під час проектування звичайних перетворювачів перераховані недоліки погіршують метрологічні характеристики, то при побудові БФП вони не тільки погіршують характеристики, але й роблять неможливою реалізацію ряду ефективних структур.

Нині існують АМП із часо- і частотно-імпульсними вихідними сигналами, застосування яких дозволяє

проводити розробку високоефективних автоматичних БФП. На жаль, дослідження в цій галузі дотепер мають розрізнений характер і потребують узагальнення.

На рис. 1 показано типову схему АМП. Будь-який зовнішній вплив на терморезистор  $R_T$ , чи то перетворена фізична величина  $x_i(t)$  з множини  $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)\}$ , чи дестабілізуючий фактор  $z_j(t)$  з множини  $\{z_1(t), z_2(t), \dots, z_m(t)\}$ , відповідно до рівняння теплового балансу призводить до зміни потужності, що розсіюється в тілі терморезистора (потужність, яка витрачається на зміну його теплоємності). Отже, вплив  $x_i(t)$  і  $z_j(t)$  у загальному випадку може розглядатися як деяка зміна потужності, що розсіюється в тілі терморезистора, обумовлена впливом підвідної або відбираної потужності.

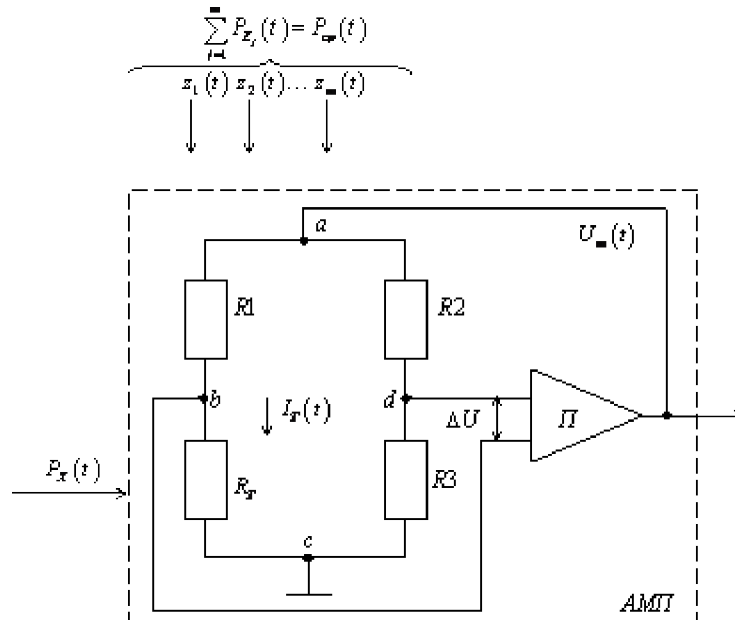


Рис. 1. Автобалансний мостовий перетворювач

З умови виконання балансу потужностей визначимо тепловий стан терморезистора. При цьому вхідні перетворені величини позначимо  $P_x(t)$ , а дію умови, що змінює теплообмін факторів, до яких, наприклад, належать температура, тиск, щільність, в'язкість, вологість навколишнього середовища тощо –  $F_T(t)$ ,  $F_{сп}(t)$ . Рівняння балансу потужностей – основне співвідношення, що описує роботу АМП. З урахуванням уведених позначень це рівняння набуває вигляду:

$$P_{33}(t) + P_x(t) = F_T(t) + F_{сп}(t) \quad (1)$$

або

$$I_T^2(t) R_T + P_x(t) = F_T + H(T - \theta), \quad (2)$$

де  $P_{33}(t) = I_T^2(t) R_T = U_M^2(t) / 4R_i$  – потужність, що підводиться до терморезистора по ланцюгу зворотного зв'язку;  $I_T(t)$  – струм, що протікає по терморезистору при подачі на міст напруги зворотного зв'язку  $U_M(t)$  з виходу підсилювача;  $T$  – температура тіла терморезистора;  $\theta$  – температура навколишнього середовища;  $H$  – коефіцієнт розсіювання терморезистора;  $P_T$ ,  $P_{сп}$  – потужності, що витрачаються на нагрів тіла терморезистора та

розсіюються в навколишнє середовище відповідно;  $F_{сп}(t) = \sum_{j=1}^m P_{z_j}(t) = H(T - \theta)$ .

Автобалансний мостовий перетворювач працює в такий спосіб. При впливі  $P_x(t)$  на терморезистор виникає розбаланс моста  $\Delta U$ , що підсилювачем  $\Pi$  з коефіцієнтом підсилення  $k$  подається по ланцюгу зворотного зв'язку на міст у вигляді зміни  $P_{33}(t)$ , обумовленої зміною напруги живлення мосту  $U_M(t)$ , у такій фазі, щоб повернути міст до стану балансу. Баланс мосту підтримується з тим більшою точністю, чим більший коефіцієнт підсилення  $k$  має підсилювач. Проте повного балансу не буде, тому що неодмінною умовою роботи схеми є наявність  $\Delta U$ . Зміни  $R_T$  малі, і можна взяти  $R_T = R_1 = R_2 = R_3$ , а  $P_T = \text{const}$ . Отже, можна записати рівняння, в якому алгебраїчна сума потужностей, що стоять у правій і лівій частинах, постійна в будь-який момент часу:

$$P_T = P_{33}(t) + P_x(t) - \sum_{j=1}^m P_{z_j}(t) = \text{const}. \quad (3)$$

З появою або зміною складових  $P_x(t)$  і  $\sum_{j=1}^m P_{z_j}(t)$  умова (3) зберігається за рахунок протилежного за знаком зміни  $P_{33}(t)$ , обумовленого  $U_M(t)$ .

Відповідно до розглянутого принципу дії виведемо вираз для функції перетворення. Припустимо, що в деякий початковий момент часу  $t_1$  на ЧЕ діє перетворена величина  $P_x(t_1)$ , а в наступний момент часу  $t_2$  –  $P_x(t_2)$ . Тоді для моментів  $t_1$  і  $t_2$ , можна записати рівняння балансу потужностей:

для  $t = t_1$

$$\boxed{\times} \quad (4)$$

для  $t = t_2$

$$P_T = P_{33}(t_2) + P_x(t_2) - \sum_{j=1}^m P_{x_j}(t_2). \quad (5)$$

Вираз для функції перетворення аналогового АМП постійного або змінного струмів матиме вигляд:

$$P_x(t) = k_0 [U_M^2(t_1) - U_M^2(t_2)] / 4R_T. \quad (6)$$

Аналіз цього виразу показує, що функція перетворення має чітко виражений нелінійний характер.

Нагадаємо [5], що будь-який вплив  $x_j(t)$ , котрий викликає зміну температури (опору) терморезистора, можна розглядати в рівнянні балансу потужностей як деяке еквівалентне значення зміни потужності  $P_x(t)$ , рівне за значенням зміні потужності  $P_{33}(t)$ . Отже,  $\Delta P_x = \Delta P_{33}$ .

До основних характеристик перетворювачів належить чутливість

$$\boxed{\times} \quad (7)$$

де  $\Delta U_M$ ,  $\Delta P_x$  – зміна вихідного та вхідного сигналу відповідно.  
Величину  $U_M(t)$  виразимо через  $P_{33}(t)$ , одержимо

$$U_M(t) = \sqrt{P_{33}(t) R_T}.$$

Тоді чутливість аналогового АМП визначиться виразом

$$S^{(4)} = dU_M / dP_{33} = \sqrt{R_T / P_{33}} = \sqrt{R_T} / \sqrt{P_T + \sum_{i=1}^m P_{x_i}(t) - P_x(t)}, \quad (8)$$

який також показує, що чутливість нелінійно залежить від  $P_x(t)$ . Графік цієї залежності зображено на рис. 2.

Аналіз динамічних характеристик аналогових АМП показує, що для розімкнутої схеми поведінка системи описується аперіодичною ланкою з передатною функцією [5]:

$$W(p) = k / (\tau_T p + 1). \quad (9)$$

У випадку одиничного зворотного зв'язку передатна функція замкнутої системи матиме вигляд

$$W_{\text{замн}}(p) = W(p) / [1 + W(p)]. \quad (10)$$

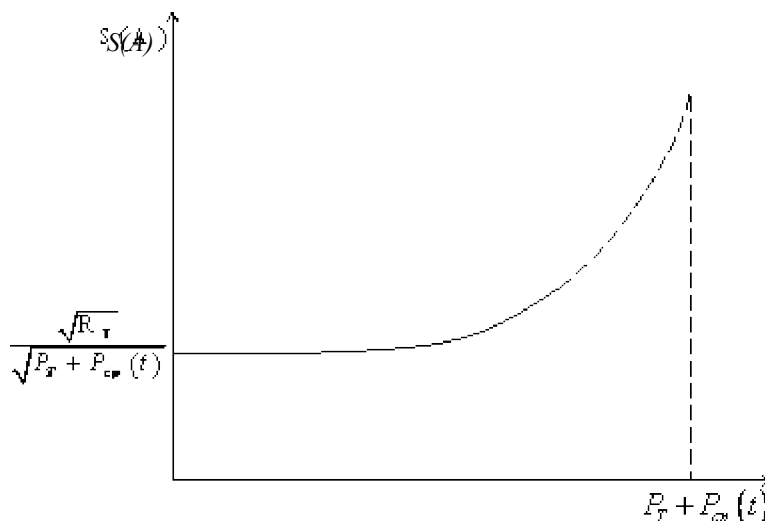


Рис. 2. Залежність чутливості АМП з терморезистивним ЧЕ від значення перетвореної величини

Оскільки для більшості систем виконується нерівність  $k \ll 1$ , вираз для передатної функції АМП матиме вигляд:

$$W_{\text{АМП}}(p) = \frac{k/(k+1)}{\tau_{\text{АМП}} p + 1} \approx \frac{1}{\tau_{\text{АМП}} p + 1}$$

Введення зворотного зв'язку дозволяє істотно зменшити постійну часу АМП відносно  $\tau_m$  терморезистора. Реальні співвідношення мають складніший характер.

На рис. 3 показані експериментально отримані осцилограми перехідних процесів для схеми з терморезистором ТШ-1 у функції ЧЕ. Після введення зворотного зв'язку швидкодія збільшилася приблизно у 150 разів.

Автобалансний мостовий перетворювач забезпечує: автоматичне балансування, сталість опору терморезистора, роботу системи "в малому" і зменшення постійної часу АМП щодо постійної часу терморезистора. Разом з тим аналіз основних характеристик наочно показав і недоліки АМП, до яких насамперед належать нелінійність функції перетворення та аналоговий вид вихідної інформації, для усунення яких створено автобалансні АМП з часо- і частотно-імпульсним перетвореннями.

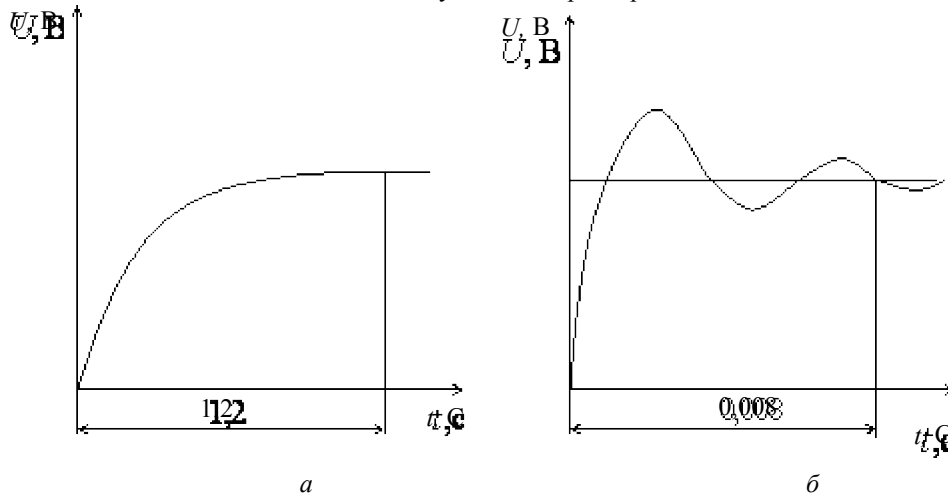


Рис. 3. Перехідні процеси в ланцюгу перетворювача з терморезистором:

*a* – без зворотного зв'язку;

*б* – зі зворотним зв'язком перетвореної величини

Спосіб живлення АМП імпульсною напругою відомий давно. Для досягнення балансу на терморезистор, включений в одне з плечей, потрібно подати потужність, що визначається робочою точкою на характеристиці  $R_T = \Phi(P_T)$ .

Дійсно, якщо до терморезистора з опором  $R_T$  прикласти імпульсну напругу, то на ньому буде розсіюватися деяка потужність

$$P_{II} = U_m^2 \tau / R_T T_n = U_m^2 \tau F_n / R_T, \quad (11)$$

де  $P_{II}$  – потужність, що підводиться до терморезистора;  $U_m$ ,  $\tau$ ,  $T_n$ ,  $F_n$  – амплітуда, тривалість, період повторення, частота імпульсів напруги, прикладена до терморезистора.

Аналіз (11) показує, що в ролі змінного параметра, зміна якого дозволить регулювати потужність, що підводиться до терморезистора, можуть бути обрані амплітуда, частота або тривалість імпульсів напруги, прикладені до терморезистора.

На основі балансових мостів з ручним урівноваженням побудовано схему, наведену на рис. 4. Імпульсна напруга, сформована генератором імпульсів регульованої частоти ГРЧ, подається на міст активних опорів. Одним із плечей мосту є терморезистор  $R_T$ . Під дією напруги, що живить міст, на  $R_T$  розсіюється деяка потужність, що розігріває його й визначає значення температури та опору  $R_T$ . Змінюючи частоту проходження імпульсів, слід підібрати таке значення  $F_n(t_1)$ , за якого опір  $R_T$  у момент  $t_1$  і за відсутності  $P_x(t)$  дорівнюватиме опору інших плечей мосту, тобто міст виявиться збалансованим. Значення потужності, необхідної для балансу мосту, визначиться виразом

$$P_n(t_1) = U_m^2 \tau F_n(t_1) / 4R_T \quad (12)$$

де  $P_n(t_1)$  – потужність, що підводиться до терморезистора й необхідна для балансу моста до подачі  $P_x(t)$ .

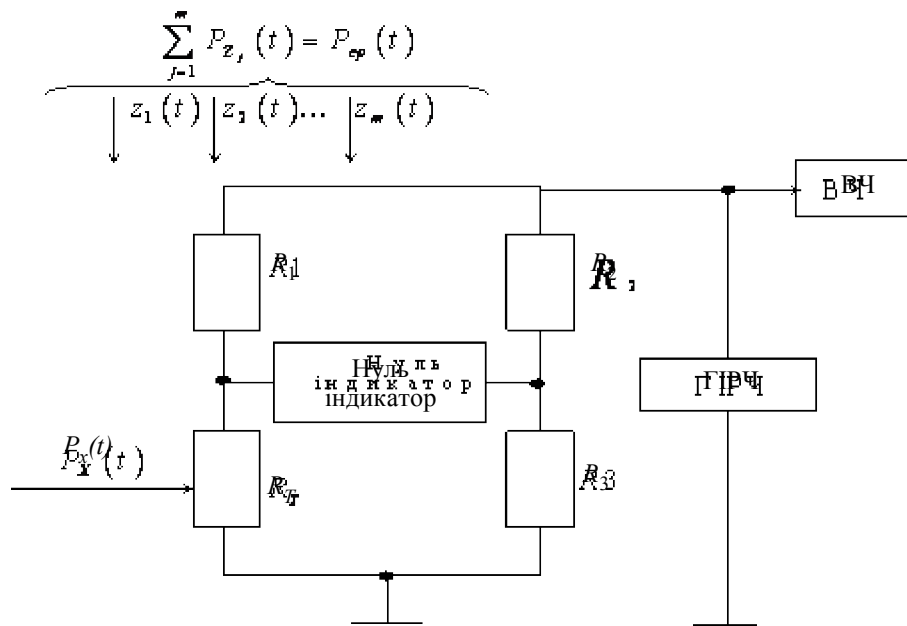


Рис. 4. Схема балансного частотно-імпульсного перетворювача з ручним управлінням

Стан рівноваги моста фіксується нуль-індикатором, а значення частоти  $F_n(t_1)$ , за якої міст збалансований, – вимірником частоти ВЧ. Після подачі  $P_x(t)$  температура й опір терморезистора змінюються, міст виходить зі стану рівноваги. Для вторинного балансування мосту змінимо частоту  $F_n(t)$  проходження імпульсів живильної напруги до деякого значення  $F_n(t_2)$ , за якого на  $R_T$  подається потужність

$$P_T(t_2) = \frac{U_{sp}^2}{2R_T} F_n(t_2).$$

Частота  $F_n(t_2)$  вимірюється ВЧ. Очевидно, що до й після подачі  $P_x(t)$  сумарна потужність, яка впливає на терморезистор  $R_T$ , виявиться незмінною, оскільки в тому й іншому випадку  $R_T = R_1 = R_2 = R_3 = \text{const}$ , тобто можна записати:

$$P_T(t_2) - \sum_{j=1}^m P_{z_j}(t_2) = P_T(t_1) - \sum_{j=1}^m P_{z_j}(t_1) + P_x(t) = \text{const},$$

де  $\sum_{j=1}^m P_{z_j}(t)$  – потужність, що розсіюється в навколишнє середовище.

Відповідно до прийнятих допущень, вважаючи функції  $P_{z_j}(t)$  кусково-постійними, можна стверджувати, що на малому інтервалі часу  $t_2 - t_1$  виконується рівність

$$\sum_{j=1}^m P_{z_j}(t_1) = \sum_{j=1}^m P_{z_j}(t_2).$$

Потужність, еквівалентна перетвореному впливу, прямо пропорційна різниці відліків частот  $F_n(t_1)$  та  $F_n(t_2)$

$$P(t) = k [F(t) - F(t_0)] = k_{\Delta} \Delta F(t). \quad (13)$$

З (13) треба зробити досить важливий висновок про те, що, живлячи терморезистивний міст імпульсною напругою, можна одержати лінійну залежність зміни частоти на виході від значення потужності, еквівалентної перетвореній величині. Аналогічно можна одержати вираз, що визначає залежність зміни тривалості імпульсів живильної напруги від значення потужності, що впливає на  $R_T$ .

Практичне застосування розглянутого перетворювача ускладнюється через досить складний процес одержання результату, що обумовлено необхідністю ручного врівноваження мосту. Для автоматизації операції виміру необхідно забезпечити автоматичне балансування мосту до й після подачі перетвореної величини  $P_x(t)$ , а також здійснити автоматизацію операцій відліку частот і обчислення їхньої різниці.

**Результати дослідження.** Аналіз і синтез АМІ зручно проводити в системі MATLAB [6], яка дозволяє здійснювати моделювання на ЕОМ з використанням функціональних блоків, що входять до її стандартної бібліотеки.

Схему автобалансного мостового частотно-імпульсного перетворювача АМЧІП можна побудувати,

грунтуючись на методі слідкуючого зрівноваження, якщо охопити схему терморезистивного моста (ТМ) зворотним зв'язком і автоматично здійснювати зміну частоти імпульсної напруги живлення ТМ напругою його розбалансу (рис. 5).

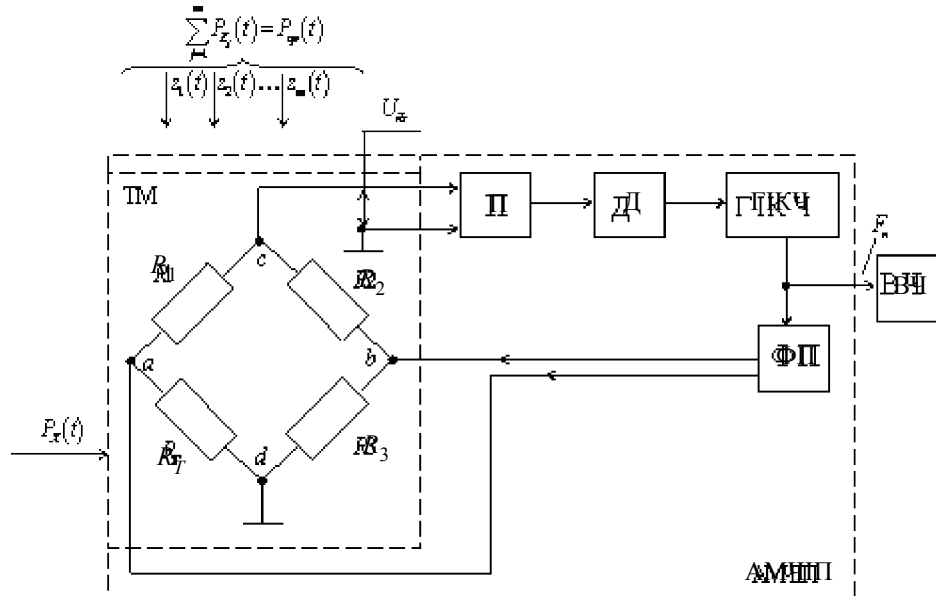


Рис. 5. Схема АМЧПП

Основні вузли АМЧПП: рівноплечий ТМ із терморезистором  $R_T$ , імпульсний підсилювач розбалансу П, детектор Д, генератор імпульсів керованої частоти ГІКЧ, вимірник частоти ВЧ, що формує пристрій ФП.

Напруга  $U_{cd}$  з виходу мосту подається на імпульсний підсилювач, а потім на детектор. Одержана постійна напруга, пропорційна ступеню розбалансу моста, управляє частотою проходження імпульсів вихідної напруги ГІКЧ, яка в ролі напруги зворотного зв'язку через ФП, підтримуючи постійними амплітуду й тривалість імпульсів, подається на діагональ  $ab$  живлення ТМ. Така схема дозволяє автоматично підтримувати балансний стан моста при зміні зовнішніх впливів, прикладених до терморезистора. Зміна опору терморезистора під впливом зовнішніх впливів призводить до появи розбалансу моста, що, у свою чергу, викликає зміну частоти напруги живлення, а також підвідної до терморезистора по ланцюгу зворотного зв'язку потужності. У результаті зберігається рівноважний стан, тобто  $R_T = R_1 = R_2 = R_3$ . Вихідним сигналом є зміна частоти ГІКЧ. Необхідні вихідні характеристики перетворювача задаються відповідними параметрами ФУ, які визначають амплітуду й тривалість імпульсів напруги живлення моста.

Функція перетворення АМЧПП може бути отримана з рівнянь балансу потужностей, що відповідають моменту  $t_1$ , коли  $P_x(t)$  відсутній, і моменту  $t_2$ , коли  $P_x(t_2)$  впливає на ЧЕ, тобто

$$\begin{cases} P_T = P_{зв}(t_1) - \sum_{j=1}^n P_{z_j}(t_1); \\ P_T = P_{зв}(t_2) - \sum_{j=1}^n P_{z_j}(t_2) + P_x(t_2). \end{cases}$$

На підставі раніше зроблених допущень можна взяти, що при  $t_2 - t_1 \rightarrow 0$  при  $U_{зв} = \text{const}$  і  $\tau = \text{const}$  потужність, що підводиться до терморезистора по ланцюгу зворотного зв'язку,  $P_{зв} = U_m^2 \tau F_n / 4R_T = k_{цл} F_n$ . Тоді функція перетворення АМЧПП матиме вигляд

$$\Delta F_n = S_{цл} P_x(t), \quad (14)$$

де  $S_{цл} = 4R_T / U_m^2 \tau = 1/k_{цл}$ .

Одне з основних питань, що виникає при використанні АМЧПП, пов'язано з наявністю специфічних перекручувань вихідних імпульсів. Причина таких перекручувань – паразитні ємності, котрі шунтують плечі мосту. Усунути перекручування можна ємнісним балансуванням або синхронним детектуванням.

Використовуючи у функції живильної прямокутну імпульсну напругу, можна створити автобалансну мостову схему з безпосереднім лінійним перетворенням потужності в тривалість імпульсу [4].

Аналіз принципу дії автоматичних БФП показує, що короткочасний цикл перетворення з компенсацією додаткової похибки при одержанні результату дозволяє застосувати для побудови БФП менш стабільні, але більш чутливі елементи. Це послужило причиною пошуку способів і схемних рішень підвищення чутливості аналогових та імпульсних АМЧ. Аналіз також показує, що для підвищення чутливості аналогових АМЧ  $S(A)$  необхідно зменшувати потужність, що подається на терморезистор по ланцюгу зворотного зв'язку для

компенсації впливу перетворених величин  $P_x(t)$  та зовнішніх впливів  $\sum_{j=1}^n P_{z_j}(t)$ , тобто необхідно зменшувати

$$\sqrt{P_T + \sum_{j=1}^m P_{z_j}(t)}$$

Принципово це може бути досягнуто зменшенням потужності  $P_T$ . Однак значення  $P_T$  часто обумовлене іншими вимогами, наприклад вибором опору  $R_T$  (узгодженням зі НВЧ-трактом), заданим діапазоном зовнішніх впливів (температурою навколишнього середовища й т. ін.). Інша можливість підвищення чутливості

– зменшення  $\sum_{j=1}^m P_{z_j}(t)$ , наприклад розміщенням  $R_T$  у термостатованому кожусі. Однак це складно технічно й може істотно знизити динамічний діапазон значень перетворених величин.

Досить ефективний засіб підвищення чутливості – додатковий розігрів терморезистора потужністю  $P_{дг}$ , поданою від зовнішнього додаткового генератора ДГ. У найпростішому випадку потужність може формуватися подачею на  $R_T$  напруги постійного струму від додаткового джерела живлення, але це виключає застосування для калібрування й заміщення у схемах врівноважування напруги постійного струму. Для усунення цього недоліку було запропоновано схему підвищення чутливості за допомогою подачі на  $R_T$  деякого значення  $P_{дг}$ , обумовленого вихідною напругою генератора високої частоти. Залежність чутливості від значення  $P_{дг}$  показано на рис. 6.

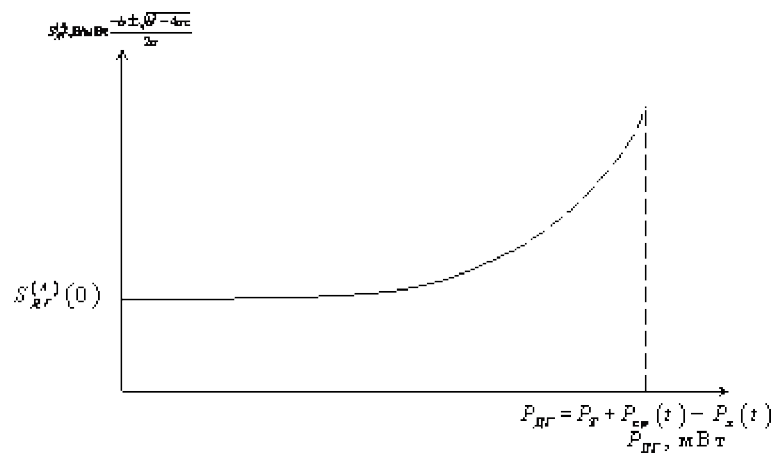


Рис. 6. Залежність чутливості від  $P_{дг}$

В автобалансних мостових схемах змінного струму частота ГВЧ  $\omega_1$  і резонансна частота  $\omega_2$  підсилювача П розносяться якнайдалі один від одного, щоб виконувалося співвідношення  $\omega_1 \gg (50-200) \times \omega_2$ . Крім того, для виключення можливих впливів у ланцюгу ГВЧ і мосту включаються LC-фільтри. Значення  $P_{дг}$  має бути досить стабільним, тому що його нестабільність вносить додаткову складову похибки.

Зменшення амплітуди  $U_m$  імпульсів живильних мостів небажане, оскільки в цьому випадку зменшується чутливість до напруги й зростає вплив перешкод. Тому величину  $U_m$  вибирають якомога більшою з умови припустимої температури перегріву терморезистора (рис. 7).

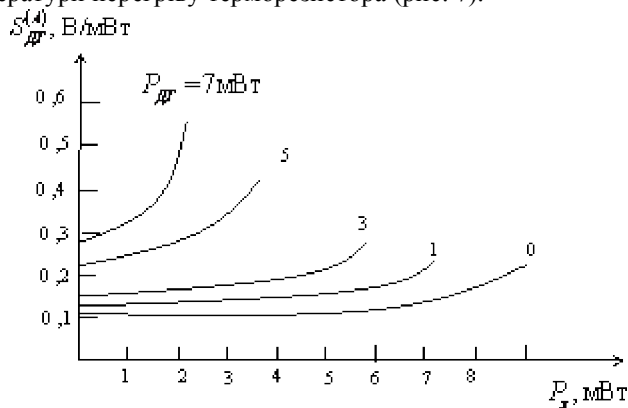


Рис. 7. Залежність чутливості від  $P_x$

Елементи монтажно-конструктивного кріплення  $R_T$  вносять у мостову схему значну паразитну ємність  $C_n$ , що досягає десятків і навіть сотень пікофарад, значення якої змінюється залежно від умов експлуатації (вологості, температури тощо). Наявність і мінливість  $C_n$  призводить до появи значних похибок, обумовлених перехідним процесом у мостовій схемі й зміною тривалості фронтів імпульсів напруги живлення мосту. Для зменшення цих складових похибки значення  $\tau$  вибирають зі співвідношення  $\tau_{\min} \gg 20R_1C_n$ , у більшості практичних випадків воно дорівнює 10–20 мкс. Це обмежує можливість істотного підвищення чутливості за допомогою вибору параметрів імпульсів напруги живлення.

Імпульсні автобалансні АМП підвищеної чутливості було створено шляхом побудови схем, імпульсний сигнал зворотного зв'язку яких має структуру, відмінну від структури вихідного сигналу. Установлено, що для частотно-імпульсних схем розподіл частоти імпульсного сигналу зворотного зв'язку на  $n$  за допомогою дільника частоти ДЧ дозволяє підвищити чутливість, що буде визначатися виразом

$$S'_{\dots} = 4R_n n / T^2 \quad \tau = n S_{\dots} \quad (15)$$

Живлення мостової схеми може бути здійснено радіоімпульсною напругою. Для цього в ланцюг зворотного зв'язку включається генератор ударного збудження ГКЧ. Теплова дія електричного струму визначається ефективним значенням напруги, що в цьому випадку дорівнює  $U_{\text{eff}} = \sqrt{2}$ .

У схемах підвищеної чутливості верхнє значення діапазону зміни частоти вихідного сигналу ГКЧ слід вибирати в  $2n$  разів більше значення частоти додаткового генератора розігріву терморезистора, а модуляційна характеристика ГКЧ має забезпечувати зміну частоти в цих більш широких межах.

Застосування АМП підвищеної чутливості дозволяє значно поліпшити метрологічні характеристики вимірювальних приладів. Крім того, встановлення в ланцюг зворотного зв'язку декількох ділянок частоти й автоматичного керування їхнім включенням дозволяють створити прилади з адаптацією чутливості до рівня перетворених сигналів, тобто з автоматичним вибором діапазону виміру.

Для аналізу динамічних характеристик імпульсних АМП зручно використовувати математичний апарат і основні положення теорії лінійних безперервних систем. Справедливість такого підходу обумовлена тим, що частота проходження імпульсів напруги зворотного зв'язку в багато разів більша граничних частот фільтрів низьких частот, якими є терморезистор і фільтр детектора. Відомо, що зі збільшенням частоти проходження імпульсів через ланки системи їх імпульсні передатні функції наближаються за видом до передатних функцій безперервних ланок.

Коефіцієнт передачі детектора можна вважати рівним одиниці, тому що ємність детектора заряджається до амплітудного значення напруги за час одного імпульсу. Після запам'ятовуючої ємності для згладжування пульсацій напруги зазвичай ставиться фільтр, що являє собою аперіодичну ланку з постійної часу  $T_{\phi}$ . Тому  $W_1(p) = 1/(T_{\phi}p + 1)$ . Передатна функція терморезистора досить точно може бути визначена виразом  $W_2(p) = k/(\tau_T p + 1)$ . Значення  $k$  визначається чутливістю терморезистора за потужністю й наводиться в паспорті, там же зазначається постійна часу  $\tau_T$ .

**Висновки.** Проведений аналіз схем включення чутливих елементів багатофункціональних пристроїв та розроблена методика аналізу й синтезу автобалансних мостових перетворювачів дозволить суттєво покращити метрологічні характеристики вимірювальних пристроїв, що застосовуються для виміру різних фізичних величин: об'єму, маси, складу, витрат тощо.

#### Література

1. Дюбко В. П. Тепловой расходомер / Дюбко В. П., Игумнов Н. И., Южаков Д. В. – А. с. 1682798 СССР Мки<sup>3</sup> G01F1/68 ; опубл. 07.10.1991. Бюл. № 37.
2. Датчики наркотиков и взрывоопасных веществ на основе натрий-висмутатов титаната / Дюбко В. П., Падун П. П., Мороз Б. И. и др. // Современные методы и средства неразрушающего контроля и технической диагностики : Десятая юбилейная международная конференция : тезисы доклада. – Ялта, 2002.
3. Аналіз методів і засобів неруйнуючого контролю з метою виявлення наркотичних і вибухово-небезпечних речовин / В. П. Дюбко, С. В. Клименко, М. Г. Гавшин, В. В. Поліщук // Вісник Академії митної служби України. – 2003. – № 2. – С. 86–90.
4. Проблемы современной радиотехники и электроники : сб. статей / под ред. Котельникова. – М. : Наука, 1980. – 479 с.
5. Дубовой Н. Д. Автоматические многофункциональные измерительные преобразователи / Дубовой Н. Д. – М. : Радио и связь, 1989. – 254 с.
6. <http://www.mathworks.com/>