

## МЕТОДИКА ВИБОРУ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ СИГНАЛІВ ДАВАЧІВ НАВІГАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ТА ВИКОНАВЧИХ ПРИСТРОЇВ МОБІЛЬНИХ РОБОТОТЕХНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ

*В статті запропоновано методику вибору частоти дискретизації сигналів давачів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування мобільного робототехнічного комплексу з врахуванням структурних зв'язків давачів та виконавчих пристроїв, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів давачів та виконавчих пристроїв. Частоти дискретизації сигналів визначаються за результатами розв'язання прямої задачі розподілу похибок відносно похибки дискретизації – відновлення для кожного з каналів керування. Кількість частот дискретизації кожного давача дорівнює кількості виконавчих пристроїв за структурою системи керування, на формування сигналів керування яких впливає сигнал даного давача. Показано, що при введенні даних відбувається штучне завищення мінімальної частоти дискретизації, яке дозволяє отримати оптимальну програму опитування.*

*Ключові слова: частота дискретизації, система керування, давач, виконавчий пристрій, мобільний робототехнічний комплекс, програма опитування.*

A.V. RUDYK

National Aviation University, Kyiv, Ukraine

## METHOD OF SELECTION SENSORS SAMPLING FREQUENCY SIGNALS OF NAVIGATION SYSTEMS AND ACTUATORS MOBILE ROBOTIC COMPLEX

*In article proposals choice technique of sensors sampling frequency signals of navigation system and actuators in control system of mobile robotic complex under certain structural links sensors and actuators, which gives the optimal values of the sampling frequency these devices. Sampling frequency signals determined by the results of decisions direct error distribution problem with respect to sampling - recovery error for each control channel. The number of the sampling frequency of each sensor equal to the number of actuators in control system structure, the formation of which control signals that affect the sensor signal. Shows that when entering data there is an artificial increase the minimal sampling frequency for the optimize sensor interrogation program.*

*Keywords: sampling frequency, control system, sensor, actuator, mobile robotic complex, interrogation program.*

### Вступ

В системі керування мобільного робототехнічного комплексу (МРТК) один давач може брати участь у формуванні керуючої дії для декількох виконавчих пристроїв, а сигнал, що подається на виконавчий пристрій, може залежати від сигналів декількох давачів. Така структура побудови системи керування МРТК не дозволяє використовувати традиційні способи визначення потрібних частот дискретизації [1–3]. Крім того, програми вводу – виводу сигналів в системі керування через інтерфейсну шину також накладають свої додаткові вимоги на значення частот дискретизації.

Тому значення частоти дискретизації аналогових сигналів давачів та виконавчих пристроїв в системах керування МРТК мають вибиратися з обов'язковим врахуванням структури системи.

### Постановка задачі

Структурна схема системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини [4–6] наведена на рис. 1. До складу системи керування входять об'єкт керування, блоки вводу та виводу даних, блок керування та цифрова інтерфейсна шина.

До складу об'єкту керування входять  $n$  давачів та  $m$  виконавчих пристроїв. Сигнал кожного  $i$ -го давача ( $1 \leq i \leq n$ ) вводиться до системи керування за допомогою передавальної частини блоку вводу даних, яка складається з  $k$  модулів вводу даних. Сигнали для кожного  $j$ -го виконавчого пристрою ( $1 \leq j \leq m$ ) вводяться за допомогою приймальної частини блоку виводу даних, яка складається з  $p$  модулів виводу даних.

Блок керування складається з модуля реалізації алгоритму керування, приймальної частини блоку вводу даних та передавальної частини блоку виводу даних. В колі “давач – виконавчий пристрій” відбувається дискретизація аналогового сигналу давача та перетворення цифрового сигналу у вихідний аналоговий сигнал керування. В одноканальній структурі за результатами оцінки таких процесів відбувається вибір частоти дискретизації [2, 3, 7]. Однак в системі керування рис. 1 оцінка має проводитися з врахуванням структури системи.

Метою даної роботи є вдосконалення та практичне використання алгоритму знаходження підсумкової частоти дискретизації сигналів  $n$  давачів, які формують сигнали керування для  $m$  виконавчих пристроїв мобільного робототехнічного комплексу.

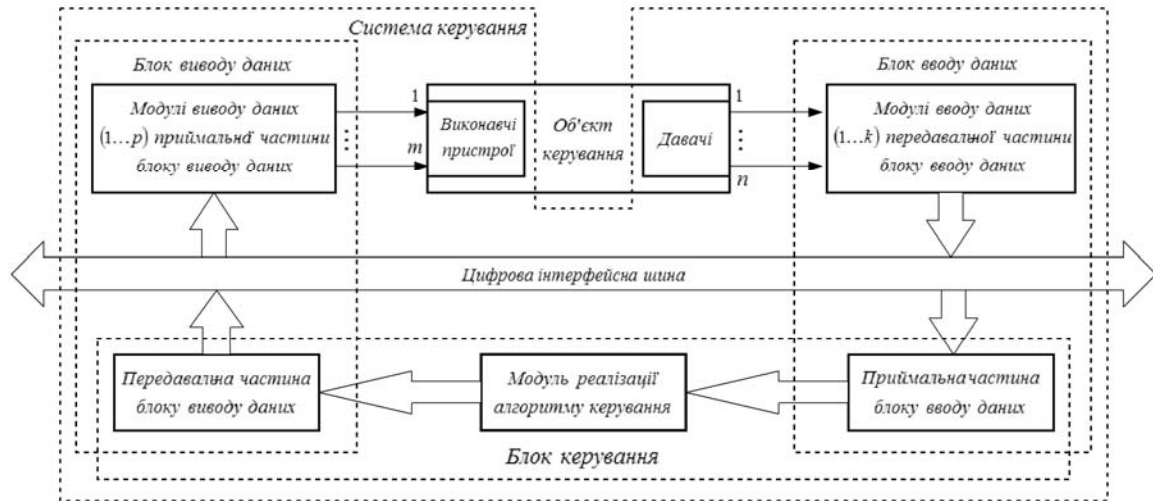


Рис. 1. Структурна схема системи керування на основі цифрової інтерфейсної шини

### Розв'язання поставленої задачі

Як показано в роботах [8, 9], оптимальна частота дискретизації в системі керування визначається як результат розв'язання прямої задачі розподілу похибок:

$$\delta_{БПij}^2 = K_{Вij}^2 \delta_{Нij}^2 + \delta_{ВДij.мет}^2 = \delta_{\Sigma ij}^2 - (K_{Вij}^2 \delta_{ВВij}^2 + \delta_{АКj}^2 + \delta_{ВІВij}^2) \quad (1)$$

В (1) введено такі позначення:  $i = 1, 2, \dots, n$  – номер давача,  $n$  – кількість давачів;  $j = 1, 2, \dots, m$  – номер виконавчого пристрою,  $m$  – кількість виконавчих пристроїв;  $\delta_{БПij}$  – середньоквадратична похибка (СКП) системи керування, яка визначає величину частоти дискретизації;  $\delta_{\Sigma ij}$  – сумарне значення СКП  $ij$ -го каналу керування;  $\delta_{ВВij}$  – СКП системи керування для вводу сигналу  $i$ -го давача для керування  $j$ -м виконавчим пристроєм (від  $i$ -го давача до системи керування);  $\delta_{Нij}$  – СКП накладання спектрів, яка виникає при дискретизації сигналу  $i$ -го давача в процесі формування сигналу керування для  $j$ -го виконавчого пристрою;  $\delta_{ВІВij}$  – СКП системи керування при виводі сигналу для  $j$ -го виконавчого пристрою під дією  $i$ -го давача (від системи керування до  $j$ -го виконавчого пристрою);  $\delta_{ВДij.мет}$  – методична похибка відновлення сигналу керування для  $j$ -го виконавчого пристрою при формуванні сигналу керування від  $i$ -го давача;  $\delta_{АКj}$  – СКП реалізації алгоритму керування для  $j$ -го виконавчого пристрою;  $K_{Вij}$  – коефіцієнт впливу каналу  $i$ -го давача на  $j$ -й канал керування,  $K_{Вij} \leq 1$ .

Якщо  $i$ -ий давач не бере участі в процесі формування сигналу керування для  $j$ -го виконавчого пристрою, то відповідний коефіцієнт впливу  $K_{Вij} = 0$ . Конкретне значення коефіцієнта впливу встановлюють відповідно до алгоритму керування для кожного каналу.

В кожному з  $n \cdot m$  каналів системи згідно з (1) наявні похибки, які на пряму визначають величину частоти дискретизації [2, 3, 9]. Похибка  $\delta_{Нij}$  визначає величину частоти дискретизації сигналу  $i$ -го давача  $f_{ДijН}$  при накладанні спектрів сигналів, а похибка  $\delta_{ВДij.мет}$  – величину частоти дискретизації сигналу керування для  $j$ -го виконавчого пристрою  $f_{ДijВ}$  при відновленні сигналу керування. Тоді відповідно до (1) в системі керування рис. 1 в найгіршому випадку буде  $2 \cdot n \cdot m$  частот дискретизації, з точки зору похибок накладання спектрів буде  $n \cdot m$  частот дискретизації  $f_{ДijН}$ :

$$f_{ДijН} = F_H(\delta_{Нij}), \quad (2)$$

а з точки зору методичних похибок відновлення також буде  $n \cdot m$  частот дискретизації  $f_{ДijВ}$ :

$$f_{ДijВ} = F_M(\delta_{ВДij.мет}). \quad (3)$$

Однак ці частоти необхідно розглядати парами:  $\{f_{ДijН}; f_{ДijВ}\}$ . Далі можна використовувати один з двох алгоритмів, розглянутих в роботах [8, 10]. Відповідно до алгоритму [10] з пари частот вибирають максимальну:  $f_{Дij, \max} = \{f_{ДijН}; f_{ДijВ}\}_{\max}$ , а відповідно до ітераційного алгоритму [8] проводиться перерозподіл похибок  $\delta_{Нij}$  та  $\delta_{ВДij.мет}$  між собою доти, поки не буде виконуватися рівність частот  $f_{ДijН} = f_{ДijВ}$ .

Кожний  $i$ -й давач ( $j$ -й виконавчий пристрій) в граничному випадку буде мати  $m$  ( $n$ ) частот дискретизації, з яких вибирається максимальна, що і буде частотою дискретизації  $i$ -го давача (частотою видачі інформації на  $j$ -й виконавчий пристрій). На рис. 2 наведена робота такого алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування, яка описується набором рівнянь:

$$\begin{aligned} F_{BП1} &= \{F_{Д11}, F_{Д12}, F_{Д13}\}; \\ F_{BП2} &= \{F_{Д23}, F_{Д2n}\}; \\ &\dots\dots\dots \\ F_{BПm} &= \{F_{Дm2}, F_{Дm3}, F_{Дmn}\}. \end{aligned} \tag{4}$$

Відповідно до рівнянь (4) система керування формує  $m$  керуючих дій  $F_{BПj}$ , які отримують як результат реалізації  $m$  функцій керування типу  $\{F_{Д11}, F_{Д12}, \dots, F_{Дij}, \dots, F_{Дmn}\}$ . Аргументами функцій керування є сигнали  $n$  давачів, а змістова частина визначається використовуваним алгоритмом керування. Аналізуючи кожну функцію керування, встановлюють величини коефіцієнтів впливу  $K_{Bij}$ . Кожний зв'язок  $i$ -го давача з  $j$ -м виконавчим пристроєм має задачу розподілу похибок, результатом розв'язання якої є знаходження двох частот дискретизації  $f_{ДijH}$  та  $f_{ДijB}$  за методиками, розглянутими в роботах [1, 8, 10].

Кількість частот дискретизації, що буде мати кожний  $i$ -й давач, дорівнює кількості виконавчих пристроїв, які використовують його сигнал. Кількість частот дискретизації, що буде мати кожний  $j$ -й виконавчий пристрій, дорівнює кількості давачів, сигнали яких використовуються для формування керуючої дії.

Підсумкові частоти дискретизації сигналів  $i$ -го давача або  $j$ -го виконавчого пристрою ( $f_{ДijH}$  та  $f_{ДijB}$ ) будуть дорівнювати максимальним частотам дискретизації з усіх частот, які отримані для  $i$ -го давача або  $j$ -го виконавчого пристрою. Для варіанту реалізації системи керування (рис. 2) ці частоти наведені в (5):

$$\begin{aligned} f_{Д1H} &= \{f_{Д11H}\}; & f_{Д1B} &= \{f_{Д11B}, f_{Д21B}, f_{Д31B}\}_{\max}; \\ f_{Д2H} &= \{f_{Д21H}, f_{Д2mH}\}_{\max}; & f_{Д2B} &= \{f_{Д32B}, f_{Дn2B}\}_{\max}; \\ f_{Д3H} &= \{f_{Д31H}, f_{Д32H}, f_{Д3mH}\}_{\max}; & & \dots\dots\dots \\ & \dots\dots\dots & f_{ДmB} &= \{f_{Д2mB}, f_{Д3mB}, f_{ДnmB}\}_{\max}; \\ f_{ДnH} &= \{f_{Дn2H}, f_{ДnmH}\}_{\max}; & & \end{aligned} \tag{5}$$

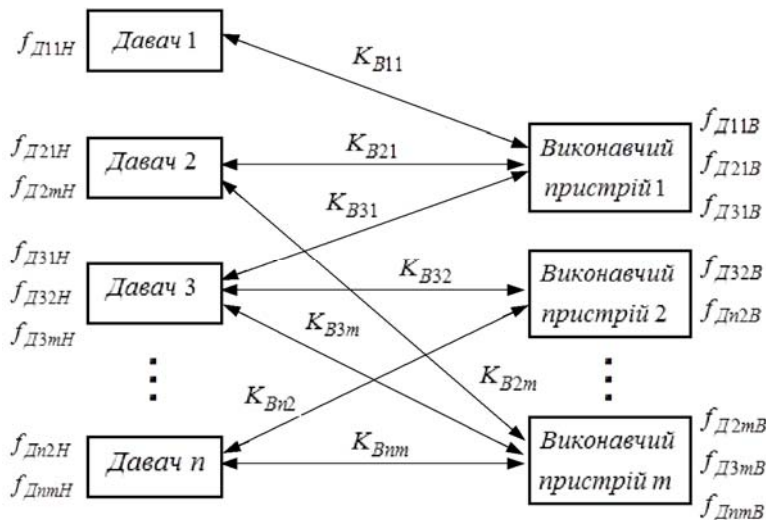


Рис. 2. Робота алгоритму визначення частот дискретизації для довільної системи керування

Потрібна частота дискретизації каналу цифрового інтерфейсу вводу-виводу для вводу сигналів  $n$  давачів та виводу сигналів для  $m$  виконавчих пристроїв  $f_{\Sigma}$  визначається сумою частот дискретизації модулів вводу  $f_{\SigmaД}$  та виводу  $f_{\SigmaВП}$  даних:

$$f_{\Sigma} = f_{\SigmaД} + f_{\SigmaВП} = \sum_{i=1}^n f_{ДiH} + \sum_{j=1}^m f_{ДjB}. \tag{6}$$

При цьому сумарна частота дискретизації  $f_{\SigmaД}$  фактично є тактовою частотою роботи аналогового інтерфейсу і визначає потрібну мінімальну швидкість вводу інформації в цифровій системі контролю та

керування [9]. Циклом опитування давачів є часовий інтервал  $T_{Ц} = \frac{1}{f_{ДiH.min}}$ , протягом якого будуть прийняті цифрові сигнали від усіх давачів. Тривалість циклу опитування визначається частотою опитування сигналу давача з мінімальною частотою  $f_{ДiH.min}$ , а під час циклу опитування цей давач буде опитаний тільки один раз.

Якщо частоти дискретизації всіх давачів однакові, тобто  $f_{ДiH.min} = f_{ДiH.max}$ , то алгоритм вводу інформації є циклічним. Якщо  $f_{ДiH.min} < f_{ДiH.max}$ , то такий алгоритм вводу інформації є програмним, при якому кількість тактів опитування в циклі  $l_{\Sigma}$  може значно перевищувати кількість давачів  $n$  [12]:

$$l_{\Sigma} = \frac{f_{\Sigma Д}}{f_{ДiH.min}} = \frac{1}{T_{\Sigma Д} f_{ДiH.min}} = \frac{T_{Ц}}{T_{\Sigma Д}}. \quad (7)$$

Особливістю програмного опитування є те, що окремі давачі в циклі опитуються декілька разів, при цьому кількість опитувань  $i$ -го давача в циклі  $l_i = \frac{f_{ДiH}}{f_{ДiH.min}}$ . В даному випадку необхідно виконати умову рівності  $l_i$  інтервалів опитування давачів у циклі, а  $l_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n l_i$ .

При використанні програмного опитування можливим є додаткове збільшення потрібної частоти вводу інформації в цифрову систему контролю та керування, що пов'язано з двома процесами [12]:

- приведенням кількості опитувань в циклі до цілих чисел ( $f_{\Sigma Д1}$ );
- розміщення програми опитування всередині циклу ( $f_{\Sigma Д2}$ ).

Реально кількість опитувань одного давача може бути тільки цілим числом, тобто

$$l_{i1} = \left\lceil \frac{f_{ДiH}}{f_{ДiH.min}} \right\rceil, \quad (8)$$

де оператор  $\lceil \rceil$  означає, що береться найближче більше ціле число, а кількість тактів опитування в циклі

$$l_{\Sigma1} = \sum_{i=1}^n l_{i1}. \quad (9)$$

Це приводить до того, що частота роботи аналогового інтерфейсу для опитування  $n$  давачів  $f_{\Sigma Д}$  збільшиться у порівнянні з (6) до значення  $f_{\Sigma Д1}$ :

$$f_{\Sigma Д1} = f_{ДiH.min} \cdot \sum_{i=1}^n l_{i1}. \quad (10)$$

З співвідношень (8) та (10) отримуємо обмеження значення можливого збільшення частоти опитування давачів в аналоговому інтерфейсі:  $f_{\Sigma Д1} = f_{\Sigma Д} + n \cdot f_{ДiH.min}$ . Імпульси опитування кожного давача в циклі мають бути розташовані через однакову кількість тактів, що можна записати як

$$\frac{l_{\Sigma1}}{l_{i1}} = q_i, \quad \text{де } q_i = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (11)$$

Якщо умова (11) не виконується, то окремі інтервали опитування всередині циклу необхідно коригувати, що відбувається при збільшенні  $f_{\Sigma Д2}$ .

Проблема створення оптимальної програми опитування давачів в аналоговому інтерфейсі полягає в розв'язанні комбінаторної задачі повного перебору усіх можливих варіантів. Однак навіть для порівняно невеликої кількості давачів часто такий підхід є непридатним через велике обчислювальне навантаження та складне логічне описання задачі.

Результати проведених досліджень показали, що спеціальне завищення значення частоти  $f_{ДiH.min}$  оптимізує значення потрібної частоти вводу інформації аналогового інтерфейсу після процедури приведення кількості опитувань в циклі до цілих чисел, наближаючи її до  $f_{\Sigma Д}$ . При реалізації такого алгоритму необхідно збільшувати значення  $f_{ДiH.min}$  з деяким кроком, однак штучне завищення  $f_{ДiH.min}$  суттєво змінює величину відношення  $\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$ . В таблиці 1 наведений приклад розрахунку частоти дискретизації  $f_{\Sigma Д1}$  для навігаційної системи з сімома давачами (по три акселерометри та гіроскопи за відповідними осями, а

також висотомір) при різних значеннях  $f_{ДiH.min}$ [13]. Для розрахунку приймаємо такі частоти дискретизації давачів:  $f_{Д1H} = 15$  Гц;  $f_{Д2H} = 25$  Гц;  $f_{Д3H} = 27$  Гц;  $f_{Д4H} = 31$  Гц;  $f_{Д5H} = 35$  Гц;  $f_{Д6H} = 40$  Гц;  $f_{Д7H} = 60$  Гц.

На графіку рис. 3 показана залежність  $\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$  від  $f_{min}$ , на якій виділяють мінімуми відношення

$\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$ . Оптимальні значення отримують при виборі мінімальної частоти за умови  $f_{min} = 0.5 \cdot f_{ДiH}$  при  $i > 1$ .

Параметри аналогового інтерфейсу, які відповідають цим мінімумам, вважають потенційно близькими до оптимальних. В таблиці 1 ці варіанти  $f_{min}$  виділені жирним шрифтом. Для прийняття рішення про оптимальний варіант необхідно додатково розв'язати задачу складання програми опитування для виділених варіантів.

Процедура розміщення програми опитування всередині циклу приводить до збільшення частоти роботи аналогового інтерфейсу до значення  $f_{\Sigma Д2}$  тому, що відношення  $\frac{l_{\Sigma 1}}{l_i} = q_i$  не є цілим числом, а також при розміщенні необхідно імпульс опитування в програмі опитування зміщувати з оптимального місця тому, що воно зайняте імпульсом іншого давача, який розподілявся раніше.

Таблиця 1

Результати розрахунку тактової частоти роботи інтерфейсу як функції мінімальної частоти дискретизації давачів

№	$f_{min},$ Гц	$\left\lceil \frac{15}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{25}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{27}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{31}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{35}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{40}{f_{min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{60}{f_{min}} \right\rceil$	$f_{\Sigma Д},$ Гц	$f_{\Sigma Д1},$ Гц	$\frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$	$l_{\Sigma}$
1	15	1	2	2	3	3	3	4	233	270	1.159	18
2	15.5	1	2	2	2	3	3	4	233	263.5	1.131	17
3	16	1	2	2	2	3	3	4	233	272	1.167	17
4	16.5	1	2	2	2	3	3	4	233	280.5	1.204	17
5	17	1	2	2	2	3	3	4	233	289	1.24	17
6	18	1	2	2	2	2	3	4	233	288	1.236	16
7	19	1	2	2	2	2	3	4	233	304	1.305	16
8	20	1	2	2	2	2	2	3	233	280	1.202	14
9	30	1	1	1	2	2	2	2	233	330	1.416	11
10	60	1	1	1	1	1	1	1	233	420	1.806	7

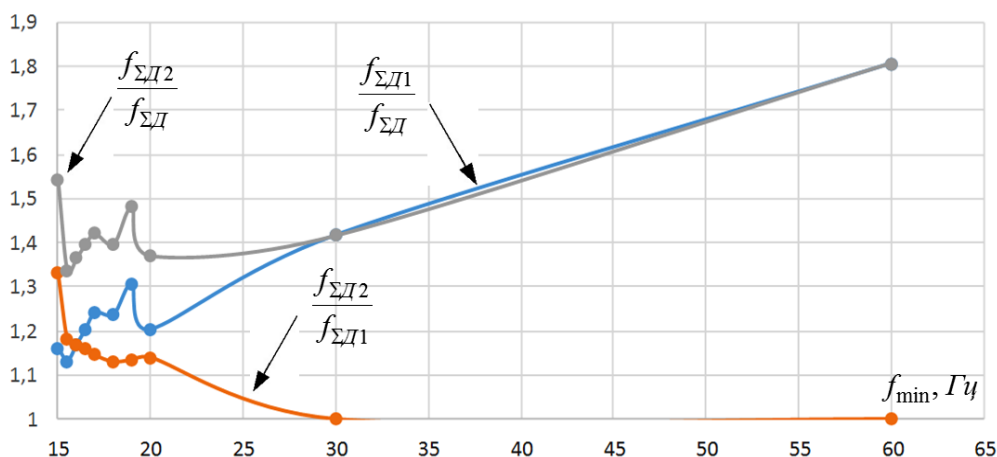


Рис. 3. Залежність тактових частот інтерфейсу від значення мінімальної частоти дискретизації давачів

Для останнього варіанту №10 коефіцієнти  $\frac{f_{\Sigma Д2}}{f_{\Sigma Д1}} = 1$  та  $\frac{f_{\Sigma Д2}}{f_{\Sigma Д}} = \frac{f_{\Sigma Д1}}{f_{\Sigma Д}}$  отримують автоматично, тому

що при циклічному опитуванні для даного варіанту програма опитування розподіляється в циклі без втрат.

Розв'язок задачі розміщення програми опитування для варіантів №1 при  $l_{\Sigma} = 18$ , №2 при  $l_{\Sigma} = 17$ , №6 при  $l_{\Sigma} = 16$  і №8 при  $l_{\Sigma} = 14$  представлений на рис. 4, а результати розміщення для цих варіантів – в

таблиці 2.

З таблиці 2 виходить, що варіант №1 для задачі розміщення потребує збільшення частоти опитування в 1.33 рази, варіант №2 – в 1.18 рази, варіант №6 – в 1.13 рази, а варіант №8 – в 1.14 рази. Для варіантів №9 і №10 програма опитування розміщується без втрат, тобто  $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = 1$ . Отримана в результаті

розв'язання задачі розміщення програм всередині циклу інформація занесена в таблицю 3, в якій наведені виділені варіанти.

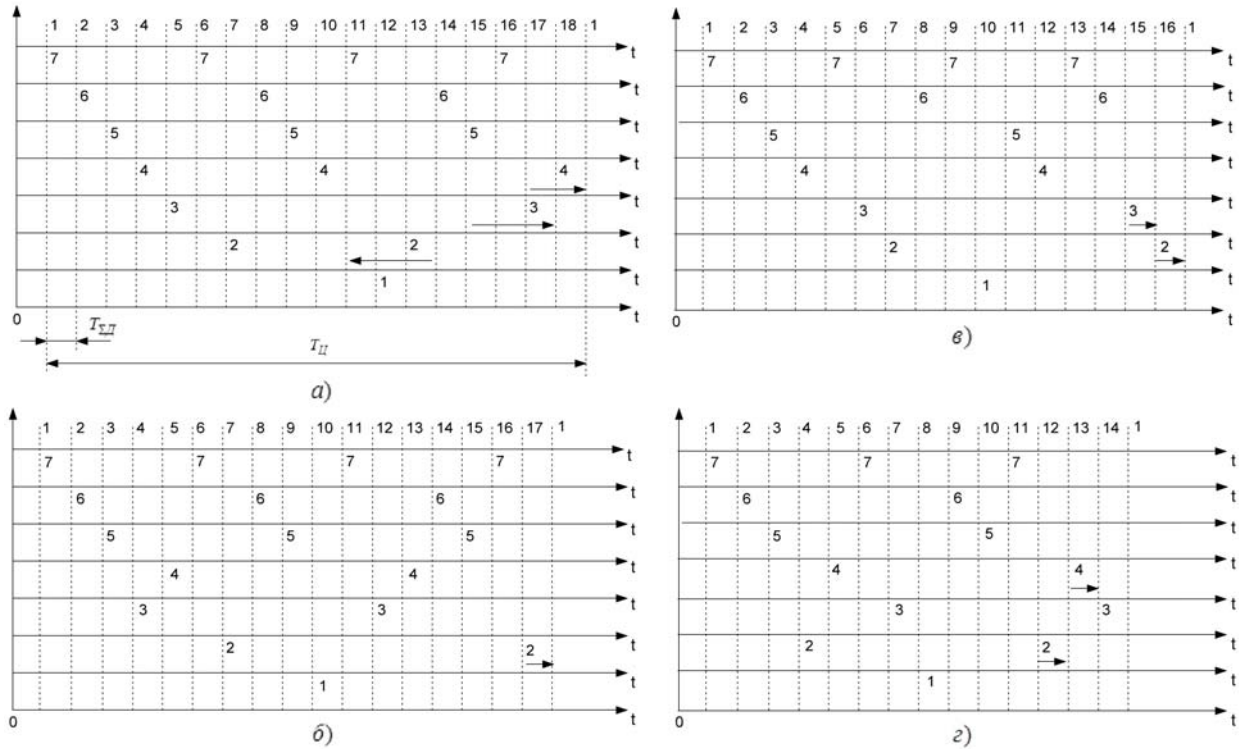


Рис. 4. Розміщення імпульсів опитування для різних варіантів: а) варіант №1; б) варіант №2; в) варіант №6; г) варіант №8

Таблиця 2

**Результати розміщення для різних варіантів розв'язання задачі опитування**

№ давача	Потрібний інтервал опитування давача в тактах $\frac{l_{\Sigma 1}}{l_i} = q_i$ для відповідного варіанту				Максимальний інтервал опитування давача в тактах $q_{i, \max}$ для відповідного варіанту				Необхідне збільшення сумарної частоти інтерфейсу в результаті розв'язання задачі розміщення $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = \frac{q_{i, \max}}{q_i}$ для відповідного варіанту			
	№1	№2	№6	№8	№1	№2	№6	№8	№1	№2	№6	№8
7	4.5	4.25	4	4.67	5	5	4	5	1.11	1.18	1	1.07
6	6	5.67	5.33	7	6	6	6	7	1	1.06	1.13	1
5	6	5.67	8	7	6	6	8	7	1	1.06	1	1
4	6	8.5	8	7	8	9	8	8	1.33	1.06	1	1.14
3	9	8.5	8	7	12	9	9	7	1.33	1.06	1.125	1
2	9	8.5	8	7	12	10	9	8	1.33	1.18	1.125	1.14
1	18	17	16	14	18	17	16	14	1	1	1	1

На графіку (рис. 3) наведені загальні результати формування програми опитування. Як видно з підсумкової залежності  $\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}} = F(f_{\min})$ , наявним є мінімум функції. Варіанти формування програми опитування, що знаходяться в зоні цього мінімуму, будуть близькими до оптимальної.

З таблиці 3 та графіків рис. 3 можна зробити висновок, що оптимальності варіантів №2 та №8 практично рівноцінні. Тому можна рекомендувати вибрати варіант №8, який має меншу кількість імпульсів опитування (14 імпульсів) та більш наочну програму розміщення імпульсів опитування всередині циклу.

**Підсумкові значення варіантів розміщення програми опитування**

№	$f_{\min}$ , Гц	$\left\lceil \frac{15}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{25}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{27}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{31}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{35}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{40}{f_{\min}} \right\rceil$	$\left\lceil \frac{60}{f_{\min}} \right\rceil$	$\frac{f_{\Sigma D1}}{f_{\Sigma D}}$	$I_{\Sigma}$	$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D1}}$	$\frac{f_{\Sigma D2}}{f_{\Sigma D}}$
1	15	1	2	2	3	3	3	4	1.159	18	1.33	1.541
2	15.5	1	2	2	2	3	3	4	1.131	17	1.18	1.335
6	18	1	2	2	2	2	3	4	1.236	16	1.13	1.397
8	20	1	2	2	2	2	2	3	1.202	14	1.14	1.37
9	30	1	1	1	2	2	2	2	1.416	11	1	1.416
10	60	1	1	1	1	1	1	1	1.806	7	1	1.806

В розглянутому варіанті №10 при використанні циклічного опитування частота опитування в аналоговому інтерфейсі збільшується у порівнянні з вибраним оптимальним варіантом №8 у  $1.806/1.37=1.318$  рази, при цьому розкид між  $f_{\min}$  та  $f_{\max}$  невеликий і складає 4 рази. При великих значеннях розкиду між  $f_{\min}$  та  $f_{\max}$  частота опитування в аналоговому інтерфейсі при використанні циклічного опитування збільшується в рази у порівнянні з оптимальним варіантом. Тому на практиці отримані в (6) значення частот корегують:

$$f_{\Sigma D, \text{кор}} = K_{D1} K_{D2} f_{\Sigma D}; \quad f_{\Sigma ВП, \text{кор}} = K_{ВП1} K_{ВП2} f_{\Sigma ВП}; \quad (12)$$

Коефіцієнти у співвідношенні (12) більші за одиницю, при цьому коефіцієнти  $K_{D1}$  та  $K_{ВП1}$  визначаються процедурою приведення кількості команд вводу-виводу в циклі до цілих чисел, а коефіцієнти  $K_{D2}$  та  $K_{ВП2}$  – необхідністю рівномірного розміщення команд вводу-виводу всередині циклу.

Корегування пов'язано з тим, що відношення  $\frac{f_{DiH}}{f_{DiH.min}}$ ,  $\frac{f_{\Sigma D}}{f_{DiH}}$ ,  $\frac{f_{DjB}}{f_{DjB.min}}$  та  $\frac{f_{\Sigma ВП}}{f_{DjB}}$  для кожного  $i$  та  $j$

мають бути цілими числами.

Врахування зазначених коефіцієнтів може в окремих випадках привести до збільшення частоти дискретизації на (60...80)%. Для нормальної роботи системи керування цифрові відліки всіх  $n$  давачів на вході модуля реалізації алгоритму керування мають бути синхронними, тобто мати однакову частоту дискретизації  $f_{ДН}$ , а також синфазними, тобто мати один і той самий час взяття відліку. Спільною для всіх давачів частотою буде частота давача, що має максимальне значення частоти дискретизації:  $f_{ДН} = \{f_{D1H}, f_{D2H}, f_{DnH}\}_{\max}$ .

При виборі частоти дискретизації можливі два варіанти: або всі  $n$  давачів мають однакову частоту дискретизації  $f_{ДН}$ , або кожний давач має власну частоту дискретизації з врахуванням коефіцієнтів  $K_{D1}$  та  $K_{D2}$ .

Однак в другому варіанті до подачі цифрових відліків в модуль реалізації алгоритму керування відбувається передискретизація цифрових сигналів давачів з використанням операції проміжного відновлення недостатніх відліків цифрового сигналу при використанні процедури екстраполяції або інтерполяції з визначенням нової частоти дискретизації  $f_{ДН}$ . Цифровий сигнал давача з максимальною частотою дискретизації  $f_{ДН}$  подається на вхід модуля реалізації алгоритму керування без зміни, в результаті чого на вході даного модуля частота дискретизації сигналів кожного давача буде дорівнювати  $f_{ДН}$ .

Обидва розглянуті варіанти мають як переваги, так і недоліки. Перевагою першого варіанту є простота виконання умови рівності частот, а недоліком – висока потрібна частота роботи цифрового інтерфейсу вводу-виводу, яка в окремих випадках може в десятки разів перевищувати попередню сумарну частоту дискретизації усіх давачів (6). Перевагою другого варіанту є оптимальна частота роботи цифрового інтерфейсу вводу-виводу, а недоліком – необхідність реалізації операцій цифрового відновлення сигналів давачів для передискретизації, що призводить до додаткової затримки сигналу та збільшує похибку процедури вводу сигналу.

Однак в одному окремому випадку цей недолік другого варіанту можна виключити. Якщо в системі керування для відновлення сигналів виконавчих пристроїв використовуються поліноми нульового порядку, то при проміжному відновленні сигналів з метою передискретизації на вході модуля реалізації алгоритму керування також доцільно використовувати екстраполяцію нульового порядку, яка практично не потребує додаткових програмних або апаратних витрат. Тому блок вводу інформації, в якому використовується другий варіант вибору частоти дискретизації з використанням екстраполяції нульового порядку для проміжного відновлення цифрових сигналів давачів на вході модуля реалізації алгоритму керування, має

мінімальну сумарну СКП.

### Висновки

В статті запропоновано методику вибору частоти дискретизації сигналів давачів навігаційної системи та виконавчих пристроїв в системі керування мобільного робототехнічного комплексу з врахуванням структурних зв'язків давачів та виконавчих пристроїв, що дозволяє знаходити оптимальні значення частот дискретизації сигналів давачів та виконавчих пристроїв.

Потенційно система керування, до складу якої входять  $n$  давачів та  $m$  виконавчих пристроїв, може мати  $n \cdot m$  каналів керування. Основою структурного підходу до визначення частоти дискретизації сигналів системи керування є використання двох частот дискретизації, які можна встановити в кожному з  $n \cdot m$  каналів системи:  $f_{ДіjH}$  та  $f_{ДіjB}$ , які визначаються за результатами розв'язання прямої задачі розподілу похибок відносно похибки дискретизації – відновлення для кожного з  $n \cdot m$  каналів керування.

Кількість частот дискретизації кожного давача дорівнює кількості виконавчих пристроїв за структурою системи керування, на формування сигналів керування яких впливає сигнал даного давача. При цьому частота дискретизації сигналу давача визначається максимальною з цих частот.

При введенні даних відбувається збільшення частоти дискретизації сигналу давача відносно необхідної з точки зору частотних властивостей давачів, похибки дискретизації-відновлення та умов відновлення інформації. Штучне завищення мінімальної частоти дискретизації давачів дозволяє отримати оптимальну програму опитування. На вході модуля реалізації алгоритму керування необхідно, щоб всі давачі мали однакову частоту дискретизації, що забезпечується або задаванням всім давачам максимальної частоти дискретизації, або при проміжному відновленні інформації на вході модуля реалізації алгоритму керування.

### Література

1. Баранов Л.А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления / Баранов Л.А. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.
2. Maheshwari R. Multirate DSP and its technique to reduce the cost of the analog signal conditional filters / R. Maheshwari, M. Bharadia, M. Gupta // International Journal of Computer Applications. – August 2010. – Vol. 4, № 10. – P. 27–34.
3. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Interpolation and Decimation of digital signals. A Tutorial Review / R.E. Crochiere, L.R. Rabiner // Proceedings of the IEEE. – March 1981. – Vol. 69, № 3. – P. 300–332.
4. Парк Дж. Сбор данных в системах контроля и управления. Практическое руководство / Парк Дж., Маккей С. – М. : ООО «Группа ИТД», 2006. – 504 с.
5. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / Денисенко В.В. – М. : Горячая линия-Телеком, 2009. – 608 с.
6. Редькин П.П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений / Редькин П.П. – М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2006. – 608 с.
7. Цикин И.А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов / Цикин И.А. – М. : Радио и связь, 1982. – 160 с.
8. Самойлов Л.К. Итерационные алгоритмы выбора частоты дискретизации аналоговых сигналов в цифровых системах управления и контроля / Л.К. Самойлов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – № 2. – С. 43–53.
9. Дискретизация сигналов по времени (практика, алгоритмы) : монография / Самойлов Л.К., Палазиенко А.А., Сарычев В.В., Ткаченко Г.И. – Таганрог : Изд-во ТРТУ, 2000. – 81 с.
10. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях : в 2 т. Т. 1 / Макс Ж. – М. : Мир, 1983. – 312 с.
11. Сарычев В.В. Реализация программного опроса первичных преобразователей в информационно-измерительных системах / В.В. Сарычев, М.Г. Ткаченко, Г.И. Ткаченко // Известия ТТИ ЮФУ-Дон НТУ : материалы IX Международного научно-практического семинара «Практика и перспективы развития партнёрства в сфере высшей школы». Кн. 1. – Таганрог : Издательство ТТИ ЮФУ, 2008. – № 8. – С. 186–193.
12. Рудик А.В. Оптимізація алгоритму опитування давачів навігаційної системи мобільного робототехнічного комплексу в аналоговому інтерфейсі / А.В. Рудик // Збірник наукових праць 6-ї міжнародної науково-практичної конференції «Метрологія, технічне регулювання, якість: досягнення та перспективи». – Одеса : ФОП Бондаренко М.О., 2016. – С. 158–163.
13. Рудик А.В. Використання медіанної та діагностичної фільтрацій в мобільних робототехнічних комплексах для попередньої обробки сигналів / А.В. Рудик // Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості. – 2016. – № 1 (8). – С. 73–78.