УДК [622.673.1: 681.514.54]

Канд. техн. наук В.В. Лопатін
(ІГТМ НАН України)

# ЦИФРОВА ФІЛЬТРАЦІЯ, СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ У МОБІЛЬНІЙ СИСТЕМІ КОНТРОЛЮ

В настоящее время воплощения инженерных методов защиты от помех позволяет использовать на практике сотни различных решений. Эта ситуация создала проблему трудоемкого плохо формализованного обоснованного выбора одного из этих решений. Исследования такого рода в значительной мере носят характер случайных поисков и никогда не могут дать уверенности в том, что отсутствует другое решение или метод, которое обеспечивает по сравнению с выбранным решением более высокую помехоустойчивость. Автор ставит перед собой цель последовательно изложить один из методов синтеза алгоритмов и структуры устройств мобильной системе контроля, предназначенных для цифровой фильтрации и спектрального анализа в мобильной системе контроля

# DIGITAL FILTERING, SPECTRAL ANALYSIS AND OPTIMIZATION ACCURACY IN MOBILE CONTROL SYSTEM

At present incarnation of engineering methods to protect against interference can be used to practice hundreds of different solutions. This situation created a problem consuming poorly formalized informed choice of one of these solutions. Studies of this kind are widely have the character of random searches and can never give assurance that there is no other solution or method which provides compared to selecting a high noise immunity. The author aims to consistently describe a method of synthesis of algorithms and the structure of the control system of mobile devices designed for digital filtering and spectral analysis of the mobile control system.

Цифрова фільтрація й спектральний аналіз э основна частка в структури пристроїв мобільної системі контролю (МСК), тому пошук методів захисту від завад і обґрунтованого вибору одного із цих рішень э дуже актуальним.

Відомо, що цифрова фільтрація має ряд переваг перед аналоговою: вона зберігає динамічний діапазон вимірюваного сигналу, не вносить нелінійних завад, а амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) і тип фільтра можна замінити алгоритмом обробки вимірювального сигналу. Цифровий фільтр – це програма, за якою процесор МСК обробляє перетворений у цифрову форму вимірювальний сигнал. У МСК в основному використовуються фільтри низьких частот (ФНЧ). Найпростіший аналоговий ФНЧ – це інтегруюче RC-коло роботу, якого можна описати рівнянням

$$Y(t_{N+1}) = Y(t_N)[1 - (F_dRC)^{-1}] + (F_dRC)^{-1}X(t_N)\,, \qquad (1)$$

де $F_d$ - частота опитування АЦП МСК.

У цьому випадку цифровий фільтр може бути описаний рівнянням

$$Y(t_{N+1}) = AY(t_N) + BX(t_N)\,. \qquad (2)$$

Легко переконається, що алгоритм обчислення за формулою (2) - повний цифровий еквівалент формули (1). У загальному випадку будь-який цифровий фільтр описується рівнянням

$$Y(t_N) = \sum_{K=-\infty}^{N} A_K X(t_K) + \sum_{K=-\infty}^{N} B_K Y(t_K). \tag{3}$$

У реальних фільтрах більшість коефіцієнтів $A_K$ і $B_к$ дорівнюють нулю, тому на практиці підсумовувати приходиться усього кілька добутків $A_K X(t_K)$, $B_к Y(t_K)$. Чим більш високий порядок фільтра, тобто чим крутіші схили його АЧХ, тим більше операцій додавання і множення потрібно для його цифрової реалізації.

Всі обчислення за формулою (3) процесор МСК повинен виконати за один період опитування АЦП. Цифрову фільтрацію слід розглядати як розділ інформаційного сигналу і завад. Цифрова обробка у МСК спирається на теорію дискретних лінійних систем з постійними параметрами, її основними складовими є цифрова фільтрація і спектральний аналіз. Функціонування цифрових фільтрів (ЦФ) у МСК описується різницевими рівняннями. Однак оскільки різницеві рівняння не дозволяють судити про передавальну характеристику ЦФ, для її визначення застосовуємо Z-перетворення різницевого рівняння. Це дає можливість привести метод розрахунку нерекурсивного фільтра МСК із використанням зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ) і деяких вікон, а також найбільш широко розповсюджених методів розрахунку рекурсивних ЦФ за даними аналогового фільтра: методи білінійного і Z-перетворення, інваріантного перетворення імпульсної характеристики. Робота ЦФ МСК описується різницевим рівнянням

$$y\left(n\grave{O}\right)=\sum_{i=0}^{N} a_i x\left(\grave{O}\left(n-{}^{3}\right)\right)-\sum_{i=0}^{M} b_i y\left(\grave{O}\left(n-{}^{3}\right)\right), \tag{4}$$

де $x(nT)$ - відліки вхідного сигналу; $y(nT)$ – відліки вихідного сигналу; $n$ – порядковий номер відліку; $a_i$, $b_i$ - коефіцієнти цифрового фільтра МСК; $N$, $M$ – максимальні значення порядкових номерів коефіцієнтів $a_i$ і $b_i$ відповідно; $T$ - інтервал дискретизації.

На практиці найчастіше беруть $N=M=N_0$. Тоді рівняння (4) набуде такого вигляду:

$$y\left(n\grave{O}\right)=\sum_{i=0}^{N_0} a_i x\left(\grave{O}\left(n-{}^{3}\right)\right)-\sum_{i=0}^{N_0} b_i y\left(\grave{O}\left(n-{}^{3}\right)\right). \tag{5}$$

У тому випадку, коли відомі коефіцієнти $a_i$ й $b_i$, відліки вхідного сигналу $x(nT)$ для будь-якого $n\geq 0$ і початкові умови, використовуючи рівняння (5), можна визначити $y(nT)$ для будь-якого $n\geq 0$. Якщо всі коефіцієнти $b_i$ у рівнянні (5) дорівнюють нулю, то фільтр називається нерекурсивним, у іншому випадку – рекурсивним.

Різницеве рівняння (5) не дозволяє судити про передавальну характеристику ЦФ МСК. Для одержання передавальної характеристики ЦФ МСК $H(j\omega)$, де $\omega$ - кругова частота, необхідно спочатку знайти дану характеристику на Z-площині, а потім замінити в ній оператор $Z^{-1}$ на $e^{-j\omega T}$ [1-2].

Одержання передавальної характеристики ЦФ МСК на Z-площині легше простежити на конкретному прикладі. Нехай ми маємо рекурсивний фільтр другого порядку, описуваний різницевим рівнянням

$$y(nÒ) = à_0 õ(nÒ) + à_1 õ(Ò(n-1)) + à_2 õ(Ò(n-2)) - b_1 y(Ò(n-1)) - b_2 y(Ò(n-2)).$$

Тоді *Z*-перетворення цього рівняння

$$y(Z) = a_0 x(Z) + a_1 Z^{-1} x(Z) + a_2 Z^{-2} x(Z) - b_1 Z^{-1} y(Z) - b_2 Z^{-2} y(Z).$$

Звідси маємо

$$y(Z)(1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}) = x(Z)(a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2})\ . \qquad (6)$$

З (6) одержуємо

$$Í\ (Z) = \frac{ó(Z)}{õ(Z)} = \frac{à_0 + à_1 Z^{-1} + à_2 Z^{-2}}{1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}}\ . \qquad (7)$$

Замінивши в рівнянні (7) оператор $Z^{-1}$ на $e^{-j\omega T}$, одержимо частотну характеристику ЦФ МСК

$$Í\ (j\omega) = \frac{a_0 + à_1 å^{-j\omega Ò} + à_2 å^{-j2\omega Ò}}{1 + b_1 å^{-j\omega Ò} + b_2 å^{-j2\omega Ò}}\ . \qquad (8)$$

Рівняння (8) легко приводиться до алгебраїчного виду

$$H(j\omega) = A + jB,$$

де $A$ і $B$ – дійсні числа. Звідки передавальна характеристика ЦФ МСК

$$|H(j\omega)| = \sqrt{}A^2 + B^2,$$

а її аргумент

$$\psi(\omega) = \mathrm{arctg}(B/A).$$

У практиці МСК часто виявляється, що ЦФ задано на Z-площині (наприклад, при Z-перетворенні аналогового фільтра), а потрібно знайти різницеве рівняння, що реалізує цей фільтр. У даному випадку виконуються зворотні операції. Наприклад, для фільтра заданого на Z-площині рівнянням (6).

$$y(Z)(1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}) = x(Z)(a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}) = y(Z) + b_1 Z^{-1} y(Z) + b_2 Z^{-2} y(Z) =$$
$$= a_0\, x(Z) + a_1 Z^{-1} x(Z) + a_2 Z^{-2} x(Z);$$

перехід у часову область дасть

$$y(nT) + b_1 y(nT-T) - b_2 y(nT-2T) = a_0 x(nT) + a_1(nT-T) + a_2 x(nT-2T).$$

Звідси

$$y(nT) = a_0x(nT) + a_1x(nT\text{-}T) + a_2x(nT\text{-}2T) - b_1x(nT\text{-}T) - b_2x(nT\text{-}2T).$$

У МСК розрахунок ЦФ зводиться до визначення коефіцієнтів фільтра, $a_i$ і $b_i$. Наприклад, для нерекурсивного ЦФ коефіцієнт $a_i$ визначають як відліки імпульсної характеристики фільтра. У свою чергу, відліки імпульсної характеристики фільтра знаходять за допомогою ЗДПФ від дискретизованої передавальної характеристики фільтра $H(j\omega)$ [160]:

$$h(nT) = (1/N_0)\sum_{k=0}^{N_0-1} H\left(jk\omega\right)exp\left(j2\pi nk/N_0\right).$$

Оскільки імпульсна характеристика має нескінченну довжину, а послідовність $h(nT)$ завжди обмежена, то частина імпульсної характеристики в МСК не використовується. Усікання ж нескінченного ряду Фур'є за межею $n=\pm N_0$ у МСК приводить до явища Гібса. Це явище являє собою викиди і пульсації визначеного рівня до і після точки розриву в апроксимуючій передавальній характеристиці [2]. Зі збільшенням кількості членів ряду Фур'є (зі зростанням кількості коефіцієнтів $a_i$ і $b_i$) зменшується не максимальна амплітуда пульсацій передавальної характеристики, а ширина викиду. У зв'язку з цим замість простого усікання ряду Фур'є за допомогою вагової послідовності кінцевої довжини $\mu(n)$, названої вікном, в МСК нами використовуються вікна:

1. Хеннінга виду

$$\mu(n)= \cos^2(\pi n/ N_0)=0{,}5[1+\cos(2\pi n/N_0)]$$

при $n$ = -0,5$N_0$,…-1,0,1,…0,5$N_{0\ldots}$

2. Хеммінга виду

$$\mu(n)= \sin^2(\pi n/N_0)=0{,}5[1-\cos(2\pi n/N_0)]$$

при $n$ = 0, 1, 2…$N_0$-1...

Вікна в МСК повинні мати наступні основні властивості:

а) ширина головного пелюстка частотної характеристики вікна, що містить по можливості велику частину енергії, повинна бути малою;

б) енергія в бічних пелюстках частотної характеристики вікна повинна швидко зменшуватися при наближенні $\omega$ до $\pi$.

Прямий синтез рекурсивних ЦФ у МСК складний [3-9]. Тому для МСК синтезуємо рекурсивні ЦФ за даними аналогових фільтрів з використанням білінійного Z-перетворення. При цьому аналоговий фільтр-прототип (вибирають як ФНЧ) переводиться за допомогою білінійного Z-перетворення з S-площини в Z-площину.

$$S = k_1(1\text{-}Z^{-1})/ (1+Z^{-1})$$

де $k_1 = \Omega_{cp}\mathrm{ctg}(\omega_{cp}T/2)$; $\Omega_{cp}$ – кругова частота зрізу аналогового фільтра, $\omega_{cp}$ – кругова частота зрізу ЦФ МСК.

Наприклад, для контролю редуктора потрібно спроектувати ЦФ МСК другого порядку за даними аналогового ФНЧ із наступними параметрами: частота зрізу 2Гц, Т=0,1с.

Як прототип візьмемо рекурсивний фільтр Баттервота другого порядку. Тоді

$$H(S) = 1/(S^2+1.4142S+1).$$

З врахуванням того, що $S = k_1(1-Z^{-1})/(1+Z^{-1})$, одержимо

$$Í\ (Z) = \frac{0{,}2065728\left(1+2Z^{-1}+Z^{-2}\right)}{1-\ 0{,}369529Z^{-1}+0{,}1958205Z^{-1}}.$$

Масштабуючий множник 0,2065728 визначає коефіцієнт підсилення фільтра на нульовій частоті рівним одиниці.

Після цього ЦФ МСК необхідно перевірити на стійкість. Фільтр вважається стійким, якщо всі полюси розташовані поза колом одиничного радіуса на площині $Z^{-1}$.

У нашому прикладі один полюс лежить у точці $0{,}9436958+2{,}053399j$, а інший – у точці $0{,}3436958+2{,}053399j$. Відстань полюсів від початку координат $\sqrt{0{,}9436958^2+2{,}053399^2}=2{,}259869$, тобто оба лежать поза одиничним колом і, отже фільтр стійкий.

Таким чином, нерекурсивні ЦФ МСК у порівнянні з рекурсивними мають наступні позитивні якості.

По-перше, вони завжди стійкі при будь-яких коефіцієнтах фільтра.

По-друге, на їхній основі можливе одержання фільтрів з передавальною характеристикою, аргумент якої лінійно залежить від частоти, тобто строго лінійною фазовою характеристикою.

Недоліком нерекурсивних ЦФ МСК є менш різкий спад модуля передавальної характеристики.

Тому, якщо потрібно ЦФ зі строго лінійною фазовою характеристикою, то використовують нерекурсивний фільтр. Якщо необхідна велика крутість спаду модуля передавальної характеристики, то в МСК застосовують рекурсивний ЦФ.

Створення адекватної теорії спектрального аналізу сигналів у МСК зв'язано з труднощами, оскільки на практиці всі спектральні виміри проводяться на кінцевих часових інтервалах, довжина яких змінюється. Ми пропонуємо наступний варіант вирішення цієї задачі. Спектральний аналіз є поділ досліджуваного (контрольованого) сигналу МСК на монохроматичні складові з розподілом їхніх частот і амплітуд. Це означає, що якщо на вході спектороаналізатора МСК сигнал є функцією часу $x(t)$, то на його виході він уже функція частоти $x(\omega)$. Застосування нами в МСК спектрального аналізу пояснюється його фізичною наочністю, “що дає точні чи наближені значення Z-перетворення дискретного сигналу для заданих значень Z“ [3,5].

При описі контрольованого коливального процесу СПУ як функції, що змінюється в часі, важливе значення має швидкість цієї зміни, тобто частота процесу. У МСК спектральний аналіз є процедурою одержання і вивчення індивідуальних частотних компонентів досліджуваних процесів СПУ. Насамперед, розглянемо взаємозв'язок між різними методами спектральних вимірів: яку частину Z-площини треба вибрати для різних окремих випадків і як при цьому варто проводити аналіз; як і за рахунок чого можна поліпшити якість і чи існує взаємозв'язок між спектральним аналізом і фільтрацією, імпульсна характеристика якої має вид коливання з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ).

У загальному випадку задачу спектрального аналізу можна розглядати як обчислення Z-перетворення модифікованого сигналу в деякій області Z-площини. Теоретично спектр можна обчислювати в будь-якій точці $Z_1$ на Z-площині. Якщо скористатись Z-перетворенням

$$S_n(Z) = \sum_{m=n-N+1}^{n} x(mT)Z^{-(n-m)},$$

де $N$ – число відліків, за якими знаходять оцінку спектра.

На практиці МСК найчастіше потрібно установити поведінку спектра в деякій заданій досить великій сукупності точок на Z-площині. Двома найбільш важливими характеристиками при цьому є кількість частот, на яких бажано виміряти спектр, і «роздільну здатність» спектра.

У переважній більшості задач контролю за допомогою МСК аналіз спектра зводиться до обчислення значень Z-перетворення кінцевої реалізації сигналу для великого числа точок, рівномірно розподілених на колі одиничного радіуса. Виміри такого типу відповідають обчисленню ДПФ кінцевої послідовності і звичайно найбільш ефективно виконуються з застосуванням алгоритмів ШПФ [3-4]. Іноді бажано визначати спектр, обчислюючи значення Z-перетворення для випадку, коли всі точки рівномірно розподілені по колу радіусом $r$.

Тоді

$$S[r\,\exp(jk2\pi/N)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT)r - nm\exp(-jk2\pi/N)$$

при $k = 0, 1,\ldots N\text{-}1$, що відповідає ДПФ послідовності $\hat{x}(nT) = x(nT)r^{-nT}$. У даному випадку спектральний аналіз зводиться до попереднього множення ординат сигналу на $r^{-nT}$ з наступним виконанням ШПФ.

Нехай задані $L$ відліків сигналу контролю в обмеженому секторі Z-площини і необхідно знайти Z-перетворення в точках, розташованих на дузі кола радіусом $r$ на Z-площині. Тоді вираз для Z-перетворення має вигляд:

$$x(Z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT)Z_k^{-nT} \quad k = 0, 1, 2\ldots,$$

де $Z_k = r\exp[j(\varphi + 2\pi k/N)]$, тоді задача розрахунку Z-перетворення зводиться до задачі спектральних вимірів на дузі нового ідентичного кола.

Існує алгоритм Блюстейна [11], що дозволяє обчислити ДПФ $N$-*ї* послідовності за допомогою вагової обробки відліків вихідних сигналів МСК на вході лінійного частотномодульованого (ЛЧМ) фільтра. Відповідно до алгоритму Блюстейна для отримання ДПФ вхідний сигнал $x(nT)$ спочатку множать на $e^{\pi jh/N}$, де $h=n^2$, а $N$-розмірність вхідного масиву. Потім отриманий сигнал подається на ЛЧМ-фільтр. Сигнал з виходу ЛЧМ-фільтра множать на вагові коефіцієнти $\exp(-j\pi N)\exp[-j\pi(n-N)^{2/}N]$. У випадку, якщо $N$ дорівнює квадрату цілого числа, кількість операцій, використовуваних у ЦФ, пропорційно $N^{1,5}$.

Нами в МСК використовується спеціальна ЛЧМ-фільтрація з більш широкими можливостями на базі робот [12-14]. Вираз для алгоритму Z-перетворення з використанням ЛЧМ-фільтрації має вигляд

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1}[x(n)R^{-n}W^{h/2}]W^{f/2}W^{-(f-h)/2},$$

де $h=n^2$, $f=k^2$, $Z_k=RW^{-k}$, $k=0, 1,\ldots M$-1 .

При використанні даного алгоритму для обчислення ДПФ необхідно, щоб $R$=1, кількість частотних відліків $M=N$ і $W=\exp(-j2\pi/N)$. Відповідно до цього алгоритму для знаходження ДПФ виконують наступні етапи.

1. Вибір найменшого цілого числа $L$ , більшого чи рівного ($N+M$-1), який можна використовувати в звичайному ШПФ.

2. Форматування $L$ – точкової послідовності.

3.Розрахунок $L$ – точкової послідовності.

4. Форматування $L$ – точкової послідовності по $V(n)$ за формулою

$$V(n)=\begin{cases} W^{-h/2} \\ W^{-(Q-h)/2} \end{cases}.\quad 0\le n\le M\text{-}1,\ Q=L^2,\ L\text{-}N+1\le n\le L.$$

5. Розрахунок $L$ – точкового ШПФ послідовності $V(n)$.

6.Почленне множення послідовностей, отриманих на етапах 3 і 5.

7. Розрахунок зворотного ШПФ послідовності, отриманої на етапі 6.

8. Множення отриманої на етапі 7 послідовності на $W^{f/2}$.

Алгоритм Z-перетворення з використанням ЛЧМ-фільтрації вимагає такої ж кількості множень, як і ШПФ. Однак при цьому він має наступні переваги в порівнянні зі стандартним ШПФ:

а) число відліків вхідної послідовності $N$ необов’язково повинно бути рівним $M$ – числу точок, для яких розраховується перетворення;

б) $N$ і $M$ можуть не бути складеними числами; фактично вони можуть бути простими;

в) кутове зміщення точок $Z_k$ може бути довільним, і, отже, частотна роздільна здатність може бути різною;

г) контур не обов'язково повинен бути колом на Z-площині;

д) початкова точка контуру на Z-площині є довільною.

Ця властивість запропонованого алгоритму особливо значима при аналізі МСК у вузькій смузі частот, коли висока частотна роздільна здатність поєднується з довільною початковою частотою. У результаті отримали універсальний алгоритм.

При контролі параметрів СПУ використовується багато давачів сигналів різного роду, ці сигнали мають частоти – від 0 до 2 кГц, однак ряд впливів можуть мати частотні складові – із шириною смуги до 1 МГц. Тому МСК має потребу в швидкій у реальному масштабі часу автоматичній обробці даних великого обсягу, що зумовлено наявністю багатьох інформаційних каналів з перехресними зв'язками між ними. Їй необхідні сигнали без фазових зсувів, властивим аналоговим системам. Це дозволяє здійснювати дві процедури обробок сигналів у МСК - цифрову багатодіапазонну фільтрацію (у частині виділення сигналу на тлі завад, розбивки частотного діапазону сигналу на примикаючі одна до одної дискретні смуги і т.д.) і аналіз частотного спектра.

Таким чином, застосована в МСК спеціальна ЛЧМ-фільтрація і алгоритм Z-перетворення має суттєві переваги в порівнянні зі стандартним ШПФ, що дає змогу отримати універсальний алгоритм фільтрації. Це дозволяє здійснювати дві процедури обробок сигналів у МСК - цифрову багатодіапазонну фільтрацію і аналіз частотного спектра.

Застосована в МСК спеціальна ЛЧМ-фільтрація з більш широкими можливостями, у порівнянні зі стандартним ШПФ, дозволяє одержувати оцінки ймовірнісних характеристик сигналів, здійснювати згладжування, стиск, інтерполяцію, цифрове моделювання сигналів і їхніх спектрів, адаптивну фільтрацію сигналів на фоні завад чи випадкових шумів складових, а також оперативний спектральний аналіз нестаціонарних сигналів.

Блоковий принцип побудови МСК [15] дозволяє побудову необхідного технічного засобу контролю шляхом компонуванням з наявного набору блоків і датчиків. Тому МСК може бути представлена у вигляді каскадного з'єднання $n$ блоків, статичні характеристики перетворення яких $f_i$. Реальні характеристики перетворення відрізняються від $f_i$ на величину похибки $\Delta_i$, тобто

$$x_i = f_i(x_{i-1}) + \Delta_i.$$

Похибки *і-го* блока МСК проходять через інші $(n-i)$ блоків. Допускаємо похибки малими. Розкладаючи характеристики в ряд Тейлора й обмежуючись, у силу малості похибки, лінійними членами, отримуємо

$$\Delta = \sum_{i=1}^{n} A_i \, \Delta_i, \tag{9}$$

де $A_i = \prod_{v=i+1}^{n} df_v / df_{v-1}$.

У співвідношенні (9) похибки необхідно розглядати для усієї множини значень вимірюваної величини. При цьому від $x_i$ будуть залежати як похідні $f_i^{`}$, так і безпосередньо похибки $\Delta_i$, кожна з яких може бути представлена у вигляді двох компонентів:

$$\Delta_i = \Delta_{ia} + \Delta_{iм}(x_{i-1}),$$

де $\Delta_{ia}$ – адаптивний компонент, що не залежить від значень $x_{i-1}$, $\Delta_{iм}$ – мультиплікативний компонент, що залежить від значення $x_{i-1}$.

На підставі центральної граничної теореми можна допустити, що систематична й випадкова похибки МСК мають розподіл близький до нормального. У цьому випадку математичне сподівання $m_{1\Delta доп}$ і граничне значення середньоквадратичного відхилення (СКВ) похибки $\sigma_{\Delta доп}$ повністю характеризують точність вимірювання.

В відповідності з виразом (10), припускаючи незалежність похибок, отримуємо

$$m_{1\Delta доп} \leq \sum_{i=1}^{n} |A_i| \; m_{1\Delta допi} \; , \; \sigma^2_{\Delta \text{äîï}} \leq \sum_{i=1}^{n} A_i^2 \sigma^2_{\Delta \text{äîï³}} \; , \tag{10}$$

де $m_{1\Delta доп}$ й $\sigma_{\Delta доп}$ –граничні значення математичного сподівання й СКВ похибок $i$-го блоку МСК.

Таким чином, задача оптимізації точності вимірювань мобільною системою контролю формулюється як мінімізація виразу

$$min : \sum_{i=1}^{n} C_i \, (m_{1\Delta допi} \, , \, \sigma_{\Delta допi}) \tag{11}$$

при наявності обмежень на $m_{1\Delta}$ і $\sigma_\Delta$ та при виконанні умов (11) при заданих $m_{1\Delta допi}$ і $\sigma_{\Delta допi}$.

Задача оптимізації (11) розв'язується методом дискретного програмування шляхом перебору можливих варіантів.

## Висновки

1. Запропоновано синтезувати рекурсивні та не рекурсивні ЦФ МСК за даними аналогових фільтрів з використанням білінійного Z-перетворення. Виявлено, що побудова аналогових фільтрів з лінійною фазою натикається на ряд складностей, тоді як цифрова фільтрація з кінцевою імпульсною характеристикою забезпечує в точності лінійну фазу. Запропоновані обчислювальні методи дають змогу одержувати цифрове моделювання сигналів та їхніх спектрів, адаптивну фільтрацію сигналів на фоні гармонійних завад або випадкових шумів складових, а також оперативний спектральний аналіз нестаціонарних сигналів контролю.

2. Застосована в МСК спеціальна ЛЧМ-фільтрація та алгоритм Z-перетворення має суттєві переваги у порівнянні зі стандартним ШПФ, що дає змогу отримати універсальний алгоритм. Це дозволяє здійснювати дві процедури обробок сигналів у МСК: цифрову багатодіапазонну фільтрацію і аналіз частотного спектра на фоні завад чи випадкових складових шумів, а також оперативний спектральний аналіз нестаціонарних сигналів.

3. Задача оптимізації точності вимірювань до ланок (блоків) мобільної системи контролю формулюється як мінімізація при наявності обмежень на значення математичного сподівання та СКВ похибок $i$-го блоку МСК.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Введенние в цифровую фильтрацию / Под ред. Р. Богнера и А. Константинидиса. - М., 1978. – 244 с.

2. Рабинер, П. Теория и использование цифровой обработки сигналов / П. Рабинер, Б. Гоулд . - М., 1987. - 324 с.

3. Петько В.И. Модификация ДПФ с неравномерным разрешением по частоте / В.И. Петько, В.Е. Куконин

// Вести АН БССР. Сер. Физ.- техн. науки . - 1989.- №3. - С.93-98.

4. Пойда В.Н. Спектральный анализ в дискретных ортогональныих базисах / В.Н. Пойда . – Мн.: УНИВЕРСИТЭЦКАЕ, 1978. - 236с.

5. Лопатін В.В. Раціональна цифрова фільтрація і обробка результатів у мобільної вимірювальної системи контролю / В.В. Лопатін // Сучасні ресурсоенергозберігаючі технології гірничого виробництва: Науково-виробничий збірник. – Кременчук, 2010. - Вип. № 2/2010 (6). - С. 110-116.

6 Сидоров В.А. Аналіз тимчасових реалізацій вібраційного сигналу / В.А. Сидоров, А.В. Куватов, Е.П. Куришева // Вібрація машин: вимір, зниження, захист. - Донецьк: ДНТУ, 2005. - №2. - С.10-14.

7 Оппенхейм А. Нелинейная фильтрация сигналов, представлених в виде результатов и свертки / А Оппенхейм, Т. Стокхейм, Р. Шеффер // Тр. Института инженеров по електронике и радиотехнике. - Сп.П., 2007. - 68с.

8. Development of automatic vibration ruolucer // ZOSEN. – 1997. -№12.- P. 46-53.

9. Bendat J. RANDOM DATA Analysis and Measurement Procedures / J. Bendat, A. Psersol. – N.Y.: John Wiler &sons. 2001. - 564p.

10 Балицкий Ф.Я. Диагностика состояния редуктора для некоторых параметров / Ф.Я. Балицкий, А.Г. Соколова // Новые методы исследования шумов и вибраций и кибернетическая диагностика машин и механизмов. - Каунас: Каунас. политехн. ин-т., 1990. - С. 102-106.

11. Трахтман А.М. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах / А.М. Трахтман, В.А. Трахтман. - Л.: ЛВИКА им. А.Ф. Можайского, 1986. - 49с.

12. Kalman R. A new approach to linear filtering and prediction problems / R. Kalman // Trans. ASME. J. Basic Engineering. – 1975. - №3. - P. 57-89.

13. Kiefer J. Optimum experimental designs / J. Kiefer // Actes du congres international des mathematicians. - Nice, 1980. - T. 3. – P. 346-351.

14. Петько В.И. Цифровая фильтрация и обработка сигналов / Петько В.И., Куконин В.Е., Шихов Н.Б.- Мн.:УНИВЕРСИТЭЦКАЕ, 1995. - 168с.

15. Копей Б.В. Оптимізація вибору складу мобільних інформаційно-вимірювальних системних комплексів в нафтогазовій промисловості / Б.В. Копей, В.В. Лопатін, І.Б. Копей // Анотації Міжнародної науково-технічної конференції "Нафтогазова енергетика: проблеми і перспективи".- Івано-Франківськ. – 2009. - С.93.

**УДК 656.13:62-5**

Канд. техн. наук Заславський Б.Л.,

д-р техн. наук Сохацький А.В.
(Інститут транспортних систем
та технологій НАН України)

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ УПРАВЛІННЯ ПРИМЕЖОВИМ ШАРОМ НА ОПОРНІЙ ПОВЕРХНІ ШЛЯХОВОЇ СТРУКТУРИ ПЕРСПЕКТИВНИХ ТРАНСПОРТНИХ ТЕХНОЛОГІЙ MAGLEV

Исследованы физические процессы управления пограничным слоем на профилированной поверхности путевой структуры перспективных транспортных технологий. Установлены закономерности влияния параметров управления пограничным слоем на распределение скоростей на путевой структуре.

## RESEARCH OF CONTROL EFFICIENCY BY FRONTIER LAYER ON UNDERLAYMENT OF THE GROUND STRUCTURE PERSPECTIVE TRANSPORT TECHNOLOGIES OF MAGLEV

The physical processes of control are investigational by a frontier layer on the profiled surface of the ground structure of perspective transport technologies. Conformities to law of influence of control parameters are set by a frontier layer on distribution of speeds on the ground structure.

**Вступ.** Аналіз ефективності сучасних галузей транспорту показує, що існує гостра необхідність впровадження в перевізний процес швидкісних наземних транспортних апаратів. Останнім часом особлива увага приділяється створенню