



УКРАЇНА

(19) UA (11) 51214 (13) A

(51) 6 G01R23/167

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВІНАХІДВИДАЄТЬСЯ ПІД
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЬ
ВЛАСНИКА
ПАТЕНТУ

(54) ЦИФРОВИЙ СПОСІБ ВИМІРУ ЧАСТОТИ ПО N ДИСКРЕТНИХ ВІДЛІКАХ ПАЧКИ КОГЕРЕНТНИХ СИГНАЛІВ

1

2

(21) 2002020822

(22) 01 02 2002

(24) 15 11 2002

(46) 15 11 2002, Бюл. №11, 2002р

(72) Кравченко Микола Іванович, Ленчук Дмитро Валерійович

(73) ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

(57) Цифровий спосіб виміру частоти по N дискретних відліках пачки когерентних сигналів, що полягає у вимірі амплітуд сигналів за допомогою дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) у кількох частотних каналах і виборі основного частотного каналу, у якому амплітуда сигналу $S(F_\ell)$ максимальна і частоту F_ℓ якого приймають як оцінку максимальної правдоподібності, який відрізняється тим, що вимірюють амплітуди $S(F_{\ell-1})$ і $S(F_{\ell+1})$ у каналах, суміжних з основним частотним каналом, а потім уточнюють оцінку максимальної правдопо-

дібності F_ℓ шляхом розрахунку інтерполяційної поправки δ по вимірних значеннях амплітуд $S(F_\ell)$, $S(F_{\ell-1})$ і $S(F_{\ell+1})$ за формулою

$$F = F_\ell + \delta, \text{ де}$$

$$\delta = \frac{\Delta}{2} \frac{S(F_{\ell+1}) - S(F_{\ell-1})}{2S(F_\ell) - S(F_{\ell+1}) - S(F_{\ell-1})} - \text{інтерполяційна}$$

поправка,

$$\Delta = \frac{F_n}{N_\Phi} - \text{взаємне розладнання по частоті суміж-}$$

них каналів багатоканального вимірника частоти, F_n - частота повторення зондувальних імпульсів, N_Φ - число частотних каналів,

$$\text{причому } N_\Phi \geq 2N, \text{ а } \Delta = \frac{F_n}{N_\Phi}$$

Винахід відноситься до галузі виміру електричних змінних величин і може бути використай в РЛС із когерентними зондувальними сигналами

Відомий цифровий спосіб виміру тимчасового положення максимуму сигналу (Применение цифровой обработки сигналов под ред. Э. Оппенгейма, М. 1980, с. 323 - 326), у якому приблизно розраховують амплітуду (модуль) комплексного відліку сигналу по його уявній і дійсній частинам. Потім оцінюють пікове значення цього модуля по трьом сусіднім відлікам амплітуди. При оцінці піка амплітуди використовують трьохточечну параболічну інтерполяцію.

Безпосередньо цей інтерполяційний метод на задачі оцінки частоти за допомогою багатоканального вимірника, коли визначається не максимум сигналу (його пікове значення), а дійсна частота за амплітудними значеннями сигналів у сусідніх частотних каналах, не поширюється.

Найбільш близьким по технічній сутності і пропонуваному способу є спосіб виміру частоти (Ра-

диотехнические системы под ред. Ю. М. Казаринова, М. Высшая школа, 1990, с. 136 - 142), що полягає в здійсненні оцінки максимальної правдоподібності сигналу частоти F_i за допомогою дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), причому вирішальний блок вимірника частоти вибирає той канал, на виході якого відзначений найбільший протягом спостережень викид огинаючої. Частота настроювання каналу, на виході якого зафіксований максимальний сигнал, служить оцінкою максимальної правдоподоби (ОМП) частоти.

Недоліком цього способу є невисока точність виміру частоти в наслідок великих похибок, обумовлених дискретністю знімання. Зменшити похибку дискретності можна шляхом збільшення числа частотних каналів, але це призведе до зросту обчислювальних витрат.

Технічною задачею, що вирішується в пропонуваному винаході, є підвищення точності виміру частоти шляхом уточнення оцінки максимальної правдоподібності за допомогою інтерполяційної

(13) A

(11) 51214

(19) UA

поправки

Ця задача вирішена так. У цифровому способі виміру частоти по N дискретним відлікам сигналів, що полягає у вимірі амплітуд сигналів за допомогою дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) у декількох частотних каналах і виборі основного частотного каналу, у якому амплітуда сигналу $S_i(F)$ максимальна і частоту F_i якого приймають як оцінку максимальної правдоподібності, відповідно до пропонованого винаходу вимірюються амплітуди $S_{i-1}(F)$ й $S_{i+1}(F)$ у каналах, суміжних з основним частотним каналом, а потім уточнюють оцінку максимальної правдоподібності F_i шляхом розрахунку інтерполяційної поправки по виміряним значенням амплітуд $S_i(F)$, $S_{i-1}(F)$ і $S_{i+1}(F)$ по формулі

$$\hat{F} = F_i + \delta, \quad (1)$$

де $\delta = \frac{\Delta}{2} \frac{S_{i+1}(F) - S_{i-1}(F)}{2S_i(F) - S_{i+1}(F) - S_{i-1}(F)}$ - інтерполяційна поправка,

Δ - взаємна розстройка по частоті суміжних частотних каналів, що дорівнює $\Delta = \frac{F_n}{N_\Phi}$, де

$F_n = \frac{1}{T}$ частота повторення зондувальних імпульсів, T - період повторення зондувальних сигналів,

N_Φ - число частотних каналів, що повинно бути для реалізації методу трьохточечної параболічної інтерполяції не менш $2N$,

N - число відліків сигналу, частота якого вимірюється, тобто $\Delta = F_n / 2N$

Розглянемо більш докладно пропонований спосіб

На фіг 1 зображена спрощена схема багатоканального вимірювача частоти

На фіг 2 зображені залежності амплітуд сигналів на виходах перших трьох узгоджених фільтрів

настроєних на частоти 0 , $\frac{F_n}{N}$, $2\frac{F_n}{N}$ в залежності від $\alpha = \Omega_0 T$

На фіг 3 зображені параболи, якими апроксимують сигнали в $[-1, 1]$ узгоджених фільтрах

На фіг 4 зображена залежність похибки вимірювання частоти ($\gamma - \delta$) за допомогою інтерполяційної поправки від γ

На фіг 5 можна побачити графік залежності середньоквадратичної похибки вимірювання частоти від частоти при різних способах вимірювання

На фіг 6 зображена блок-схема цифрового інтерполяційного вимірника частоти, що реалізує пропонований спосіб

Сучасні когерентно-імпульсні РЛС і РЛС із неперервними зондувальними сигналами вимірюють радіальну швидкість руху об'єктів по доплерівському зсуву частоти за допомогою багатоканальних вимірників, виконаних у вигляді набору взаємно розстроєних фільтрів фіг 1 (Ю. Г. Сосулин Теоретические основы радиолокации и радионавигации - М. Радио и связь, 1992 - 304с, ил. стр. 170 рис. 4.11), або у вигляді пристрою (процесора), що здійснює дискретне перетворення Фур'є. Оцінкою вимірюваної частоти, що видає багатопропусковий вимірник, служить частота настроювання f_i того узгодженого фільтра СФН, у якому амплітуда сиг-

налу максимальна. Ця оцінка називається оцінкою максимальної правдоподібності. Часто вимоги до точності виміру частоти досить високі. Так, при допустимій середньоквадратичній похибці виміру швидкості втру $\sigma_{V_r} = 1 \text{ м/с}$ доплерівської метеорологічної РЛС середньоквадратична похибка виміру частоти

$$\sigma_{F_r} = \frac{2\sigma_{V_r}}{\lambda} \leq \frac{2 \cdot 1}{0,1(0,05)} = 20(40) \text{ ГГц}$$

міру частоти λ не може вибиратися більшою через істотне зменшення ефективної поверхні розсіювання гідрометеорів і відповідно дальності дії РЛС). Таку вимогу до σ_F , технічно важко здійснити.

При використанні багатоканальних аналогових чи цифрових вимірників частоти на сумарну погрішність істотний вплив можуть зробити похибки дискретності. Поточна похибка дискретності γ залежить від розбіжності вимірюваної частоти $F_{\text{ист}}$ щодо частоти настроювання найближчого частотного каналу F_i ($\gamma = F_{\text{ист}} - F_i$). Якщо розбіжність між

сусідніми частотними каналами $\Delta = \frac{F_n}{N_\Phi}$, то мак-

симальна похибка дискретності дорівнює $\frac{\Delta}{2}$, СКП

виміру частоти $\sigma_F = \frac{\Delta}{\sqrt{12}}$. Одним із шляхів змен-

шення похибки дискретності є вибір більшого числа N_Φ , що приводить до зросту обсягу обчислень і часових витрат.

Досягти тієї ж необхідної похибки дискретності при меншому числі частотних каналів N_Φ можна, якщо використати пропонований спосіб виміру частоти. Для реалізації пропонованого способу потрібно знати форму спектра, що необхідно для рішення інтерполяційної задачі. У зв'язку з тим, що форма гребеня спектра пачки когерентних імпульсів відома, з'явилася можливість зменшити похибки дискретності за рахунок переходу від оцінок максимальної правдоподібності F_i до інтерполяційних оцінок, у якості яких приймається величина $\hat{F} = F_i + \delta$, де δ - поправка до оцінки максимальної правдоподібності, що знаходиться методом інтерполяції значень сигналів у сусідніх частотних каналах.

Як відомо, амплітудний спектр пачки когерентних радіоімпульсів описується співвідношенням

$$S(f) = E_0 \tau_u \frac{\sin \pi(f - f_0) \tau_u}{\pi(f - f_0) \tau_u} \frac{\sin \pi(f - f_0) NT}{\sin \pi(f - f_0) T},$$

а при наявності доплерівського зсуву

$$S(f) = E_0 \tau_u \frac{\sin \pi(f - f_0 - F_0) \tau_u}{\pi(f - f_0 - F_0) \tau_u} \frac{\sin \pi(f - f_0 - F_0) NT}{\sin \pi(f - f_0 - F_0) T}$$

Такий спектр гребінчастий з шириною одного гре-

беня на рівні $0,7 \frac{F_n}{NT} = \frac{F_n}{N}$, де F_n - частота повторення імпульсів. Різниця частот максимумів гребенів дорівнює F_n . При кореляційно-фільтровій

обробці виділяють один гребінь. Оскільки $\frac{F_n}{\Delta F} = N$, то при заздалегідь невідомій частоті F_0 потрібно застосувати набір N взаємно розстроєних узгоджених з оброблюваним сигналом фільтрів.

На фіг 2 зображені залежності від частоти Доплера амплітуд сигналів $S_i(F_\delta)$ на виходах трьох узгоджених фільтрів, настроєних на частоти $0, \frac{F_n}{N}$

$$, 2 \frac{F_n}{N}$$

$$S_i(F_\delta) = E_0 \frac{\sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) NT \right]}{\sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) T \right]}.$$

Як указувалося вище, значення $S_i(F_\delta)$ можна одержати за допомогою ДПФ. Заздалегідь інтенсивність прийнятих сигналів не відома, тому за відомим значенням $S_i(F_\delta)$ лише в одному фільтрі з найбільшим значенням амплітуди точно обчислити F_δ неможливо. Визначити F_δ можна, якщо відомі амплітуди сигналів у двох фільтрах l -м чи $l+1$ і $l-1$. Для цього потрібно вирішити трансцендентне рівняння

$$\frac{S_{i+1}(F_\delta)}{S_i(F_\delta)} = \frac{\sin \left[\pi \left(F_\delta - (l+1) \frac{F_n}{N} \right) NT \right]}{\sin \left[\pi \left(F_\delta - (l+1) \frac{F_n}{N} \right) T \right]} \frac{\sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) T \right]}{\sin \left[\pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{N} \right) NT \right]}.$$

З метою спрощення розрахунків функцію $S_i(F_\delta)$, що описує один гребінь спектра сигналу, замінюють близькою до неї апроксимуючою функцією. З фіг 2 видно, що в околиці вершини гребеня сигнал у настроєному фільтрі може бути описаний такими придатними функціями як $\cos x$, $\cos^2 x$, $\frac{\sin x}{x}$, e^{-kx^2} , а також параболою $y_0 - kx^2$. При дослідженнях використовувалася параболічна інтерполяція, коли апроксимуюча функція описується у вигляді $S(F) = y_0 - kF^2$ ($k > 0$). Використання такої функції найбільш просте. З вираження для $S(F)$ видно, що рівняння містить три невідомих (y_0 , k , F).

Тому для знаходження F необхідно знати значення амплітуд у трьох сусідніх фільтрах, амплітудний спектр яких описується параболою, зміщеними по осі частот на величину $\Delta = \frac{F_n}{N_\Phi}$.

Оскільки, як це видно з фіг 2, при $N_\Phi = N$ для довільного значення F_δ відліки $S_i(F_\delta)$, що відповідають головним гребеням, одночасно будуть лише в двох фільтрах, то для здійснення параболічної інтерполяції число каналів N_Φ повинно бути не менше $2N$ (фіг 3).

Будемо вважати, що при ДПФ розраховується $2N$ амплітуд для частот $l \frac{F_n}{2N} = L\Delta$ ($l = 0, 1, \dots, 2N -$

1), де $\Delta = \frac{F_n}{2N}$ розстрійка між сусідніми фільтрами

Нехай $F_\delta = l \frac{F_n}{2N} + \gamma$, де γ - є відхилення F_δ від частоти l -го фільтра. Тоді

$$|S(\ell)| = \frac{\sin \pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{2N} \right) NT}{\sin \pi \left(F_\delta - \ell \frac{F_n}{2N} \right) T} = \frac{\sin \pi \gamma NT}{\sin \pi \gamma T};$$

$$|S(\ell+1)| = \frac{\sin \pi (\Delta - \gamma) NT}{\sin \pi (\Delta - \gamma) T};$$

$$|S(\ell-1)| = \frac{\sin \pi (\Delta + \gamma) NT}{\sin \pi (\Delta + \gamma) T}.$$

Такі значення одержимо при ДПФ, коли перешкоди відсутні. Припустимо, що такі значення S_i , S_{i+1} , S_{i-1} мають місце, коли гребені спектрів описуються параболою

$$\begin{cases} S_i = y_0 - k\delta^2, \\ S_{i+1} = y_0 - k(\Delta - \delta)^2, \\ S_{i-1} = y_0 - k(\Delta + \delta)^2 \end{cases}$$

Знайдемо співвідношення для розрахунку поправки δ , знаючи $S_i(\gamma)$, $S_{i+1}(\gamma)$, $S_{i-1}(\gamma)$. Для цього зробимо деякі перетворення

$$\begin{cases} S_i - S_{i-1} = k\Delta(2\delta + \Delta), \\ S_{i+1} - S_{i-1} = 4k\delta\Delta \end{cases}$$

$$\delta = \frac{\Delta}{2} \frac{S_{i+1}(\gamma) - S_{i-1}(\gamma)}{2S_i(\gamma) - S_{i+1}(\gamma) - S_{i-1}(\gamma)}.$$

Відкиля

За шукану оцінку F_δ приймаємо величину $F_\delta = l \frac{F_n}{2N} + \delta$ (далі її будемо називати оцінкою параболічної інтерполяції). Ця оцінка відрізняється від дійсного значення $F_\delta = l \frac{F_n}{2N} + \gamma$. Для з'ясування

обґрунтованості параболічної інтерполяції установимо близькість параболічної поправки δ до дійсного значення γ , для чого побудуємо залежність $\delta - \gamma = f(\gamma)$. З фіг 4 видно, що при використанні параболічної апроксимації гребеня спектра параболічна поправка відрізняється від дійсної в першому випадку, коли $\gamma \approx \frac{\Delta}{4} = \frac{F_n}{4N_\Phi}$, (при $N = 8$, $N_\Phi =$

16), усього на величину $(\delta_{\max} - \gamma) \approx \frac{\Delta}{40} = \frac{F_n}{40N_\Phi} \approx 1,5 \text{ Гц}$

Залежність похибок ОПІ від F_δ , яку отримано методом математичного моделювання, показана на фіг 5 пунктирними лініями. На цьому ж малюнку залежність похибок ОМП показана суцільною лінією. При великих відношеннях сигнал/шум (q^2) і $r(T_n)$ (коефіцієнт межперіодної кореляції) похибки ОМП змінюються по лінійному закону і досягають для несприятливих частот $F_\delta = \frac{\Delta}{2}(2k+1)$ великих

значень, рівних $\frac{\Delta}{2}$. У той же час похибки ОПІ

слабко залежать від значень вимірюваної частоти. Максимальна похибка ОПІ досить мала в порів-

нянні з величиною $\frac{\Delta}{2}$. Для обраних значень параметрів - СКВ σ_2 ОПІ менше СКВ σ_1 ОПІ приблизно в чотири рази.

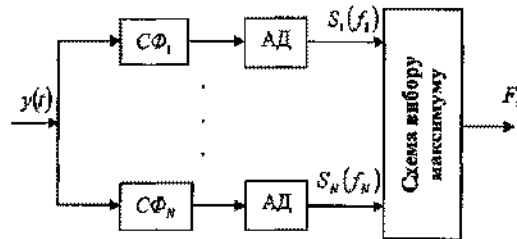
Блок-схема цифрового інтерполяційного вимірника частоти, що реалізує запропонований спосіб, зображена на фіг. 6.

Коротко роботу пристрою, блок-схема якого зображена на фіг. 6, можна описати так. В кожному періоді повторення зондувальних імпульсів для кожного розрізняльного об'єму виробляються цифрові відліки, які з кожного АЦП подаються на пристрої запам'ятання N відліків. Ці відліки поступають на ДПФ (дискретний перетворювач Фур'є), який вираховує амплітуди $2N$ частотних складових

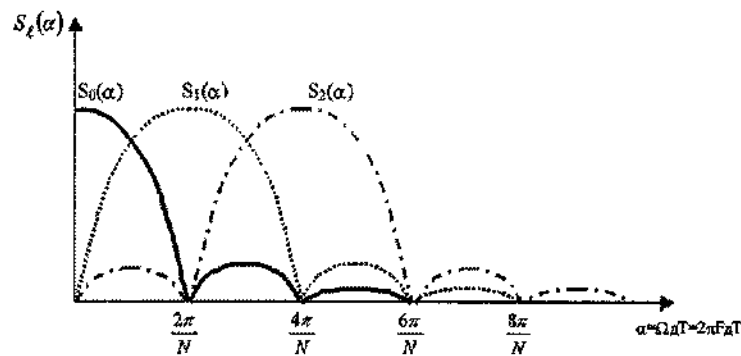
спектру. Схема вибору максимуму, на яку подаються амплітуди $2N$ частот (частотних каналів), вибирає найбільшу амплітуду $S_i(F)$, що на частоті $F = \Delta \cdot I \cdot \frac{F_n}{2N}$, $I = 0, 1, \dots, 2N-1$, і дві амплітуди суміжних частотних каналів $S_{i-1}(F)$ і $S_{i+1}(F)$. По трьох амплітудам трьох суміжних частотних каналів пристрій розрахунку інтерполяційної поправки δ знаходить величину поправки

$$\delta = \frac{\Delta}{2} \frac{S_{i+1}(F) - S_{i-1}(F)}{2S_i(F) - S_{i+1}(F) - S_{i-1}(F)},$$

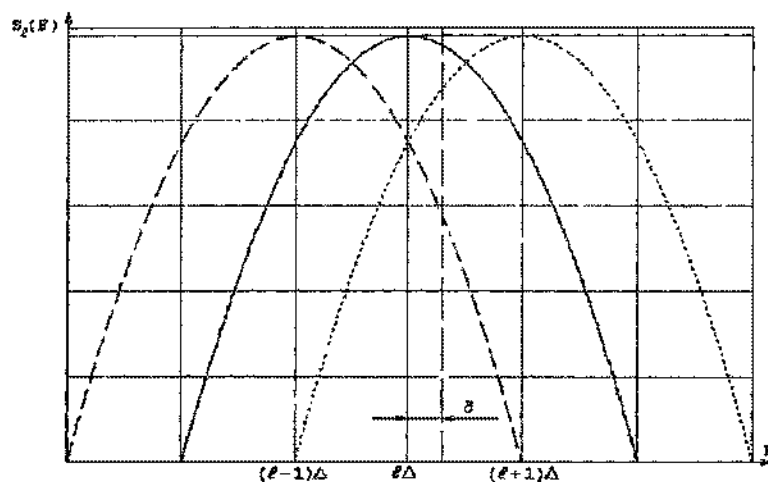
яка використовується для знаходження оцінки частоти $\hat{F} = F_i + \delta$.



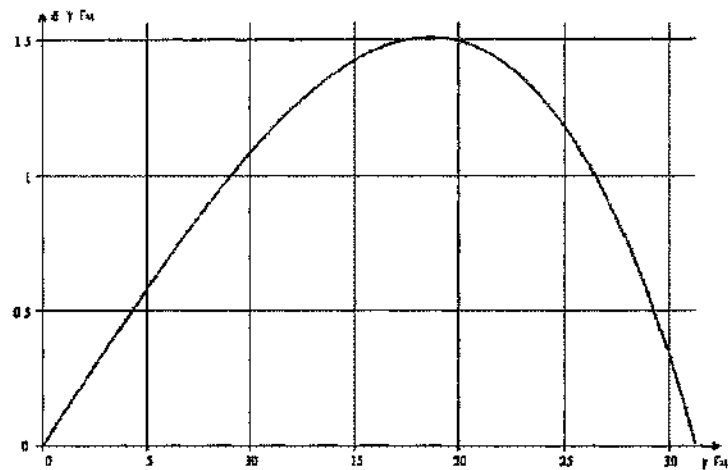
Фиг. 1



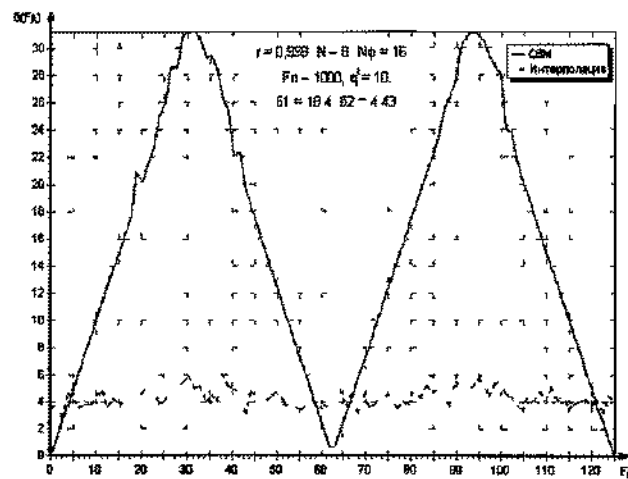
Фиг. 2



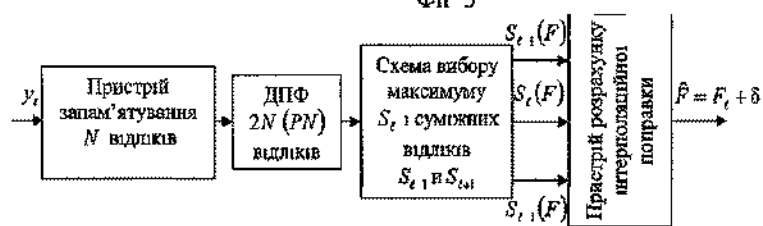
Фиг. 3



Фиг 4



Фиг 5



Фиг 6

ДП «Український інститут промислової власності» (Укрпатент)
 вул Симі Хохлових 15 м Київ 04119 Україна
 (044) 456 – 20 – 90

ТОВ Міжнародний науковий комітет
 вул Артема 77 м Київ 04050 Україна
 (044) 216 – 32 – 71