



УКРАЇНА

(19) UA (11) 42482 (13) U
(51) МПК (2009)
G01S 7/36
H03D 13/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС
ДО ПАТЕНТУ
НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

видається під
відповідальність
власника
патенту

(54) ЦИФРОВИЙ СПОСІБ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙОМУ ЛІНІЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНИХ ІМПУЛЬСІВ

1

2

(21) u200900297

(22) 15.01.2009

(24) 10.07.2009

(46) 10.07.2009, Бюл.№ 13, 2009 р.

(72) СЛЮСАР ВАДИМ ІВАНОВИЧ, КОРОЛЬОВ
МИКОЛА ОЛЕКСІЙОВИЧ, ВОЛОЩУК ІГОР ВІКТО-
РОВИЧ, НІКІТІН МИКОЛА МИХАЙЛОВИЧ, ШАЦ-
МАН ЛЕОНІД ГЕОРГІЄВИЧ

(73) ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДА-
ЛЬНІСТЮ "СКАЙНЕТ LTD"

(57) 1. Цифровий спосіб оптимального прийому лінійно-частотно-модульованих імпульсів (ЛЧМ), який полягає в тому, що прийнятий ЛЧМ сигнал з невідомою початковою фазою й довільною формою огинаючої підсилюють, здійснюють його аналого-цифрове перетворення (АЦП), формуючи в межах тривалості радіоімпульсів N·T відліків напруг сигналу U_n, запам'ятовують послідовність N·T дискретних відліків напруг сигналу, здійснюють ковзне вагове підсумовування N·T дискретних відліків напруг сигналу, порівнюють послідовність значень суми відліків напруг сигналу й визначають максимальне значення, яке порівнюють із порогом, який **відрізняється** тим, що сформовані відліки АЦП піддають частковому підсумовуванню у фіксованих інтервалах часу (стробах), що не перекриваються, при цьому накопичення сигнальних відліків в межах стробів здійснюють шляхом вагової обробки відповідно до виразів:

$$U_i^c = \sum_{n=iT}^{(i+1)T-1} U_n \cdot \cos(\omega_0 \cdot \tau \cdot s), U_i^s = - \sum_{n=iT}^{(i+1)T-1} U_n \cdot \sin(\omega_0 \cdot \tau \cdot s)$$

де i=0, 1, ..., N-1 - номер строба, T - кількість відліків АЦП, над якими здійснюється операція додаткового стробування, ω₀ - центральна частота фільтра додаткового стробування, τ - період дискретизації АЦП, n - порядковий номер відліку АЦП,

ковзне вагове підсумовування дискретних відліків напруг прийнятого ЛЧМ сигналу здійснюють за

допомогою послідовності N напруг, утворених у результаті операції додаткового стробування відліків АЦП, відповідно до виразу:

$$F_M = \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \cos p_s + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \sin p_s \right\}^2 + \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \cos p_s - \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \sin p_s \right\}^2 = \max$$

де p_s=ω₀·T·τ(s-s₁)+α(T·τ)²(s-s₁)²,

p_{s0}=ω₀·T·τ·s+α·(T·τ)²·s²,

s₁ - номер першого з відліків напруг стробів, задіяних у поточному положенні "ковзного вікна",

N - тривалість ЛЧМ імпульсу у відліках стробів;

U_s^c, U_s^s - значення квадратурних складових напруг сигналу в s-му стробі;

K(s-s₁) - нормована функція огинаючої ЛЧМ імпульсу;

ω₀ - відома номінальна частота заповнення радіоімпульсу в припущенні, що доплерівський зсув частоти відсутній;

α - коефіцієнт девіації частоти.

2. Спосіб за п. 1, який **відрізняється** тим, що при прийомі ЛЧМ сигналу з прямокутною формою огинаючої операцію ковзного вагового підсумовування дискретних відліків напруг сигналу виконують відповідно до виразу

$$F_M = \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c \cos p_s + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s \sin p_s \right\}^2 + \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s \cos p_s - \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c \sin p_s \right\}^2 = \max$$

де p_s=ω₀·T·τ(s-s₁)+α(T·τ)²(s-s₁)²,

p_{s0}=ω₀·T·τ·s+α·(T·τ)²·s².

Корисна модель відноситься до техніки радіолокації й зв'язку і може бути використана в імпульсних РЛС для виміру дальності цілей, а також у

приймачах засобів зв'язку, що використовують частотно-модульовані сигнали.

Відомі різні способи узгодженої фільтрації лі-

UA (11) 42482 (13) U

нійно-частотно-модульованих (ЛЧМ) імпульсів в аналоговому виді [1-2]. Вони дозволяють здійснювати оптимальний прийом ЛЧМ сигналів. Однак, як справедливо зазначено в [2, с. 100], "труднощі, пов'язані з побудовою дисперсійної лінії затримки, особливо для фільтрації реалізацій великої тривалості, при наявності шумів високої інтенсивності обмежують можливості аналогового методу".

Цифрова обробка інформації, як відомо, має низку переваг перед аналоговою [2, с. 9], зокрема, високу точність обробки, стабільність характеристик, можливість запам'ятовування й затримки на необмежений час великих масивів інформації та ін.

Що стосується цифрових способів оптимального прийому ЛЧМ імпульсів з невідомою початковою фазою, то тут, як і в аналогових системах, можна виділити два основних підходи. До першого відносяться ті способи прийому, які для усунення впливу невідомої початкової фази використовують два ідентичних канали погодженої обробки на радіочастоті, опорні напруги в яких зрушені по фазі на 90° . Зокрема, відомий спосіб оптимального прийому ЛЧМ сигналу [2], який полягає в тому, що прийнятий сигнал підсилюють, здійснюють його аналого-цифрове перетворення, запам'ятовують послідовність дискретних відліків сигналу, здійснюють ковзне вагове підсумовування дискретних відліків сигналу, порівнюють послідовність значень суми відліків і визначають максимальні значення, які порівнюють з порогом.

Такий прийом дозволяє одержати вихідний сигнал, напруги якого не залежать від початкової фази прийнятого радіоімпульсу. Очевидним недоліком такого способу є ускладнення апаратної реалізації в порівнянні з випадком прийому сигналу з повністю відомою фазою (два канали замість одного). Крім того, технічно складно досягти повної ідентичності квадратурних каналів, що приводить у реальних умовах до неминучих втрат у відношенні сигнал/шум. Результати прийому досить чутливі не тільки до неідентичності характеристик квадратурних каналів, а й погрешностей обертання фази опорної напруги на 90° .

Тому цілком природним було б прагнення зберегти одноканальну схему прийому, що має місце при відомій початковій фазі сигналу, і для випадку ЛЧМ імпульсу, початкова фаза якого невідома.

Такий спосіб обробки існує. Суть його зводиться до того, що для усунення випадковості вибору вихідної напруги, викликаної незнанням початкової фази, сигнал після погодженої фільтрації піддають цифровому амплітудному детектуванню й надалі оперують огинаючою радіоімпульсу. Однак при ближчому розгляді виявляється, що відмова від високочастотного заповнення радіоімпульсу не дозволяє досягти потенційної точності виміру часу затримки сигналу й обмежує її величиною, пропорційною ширині спектру ЛЧМ імпульсу. Між тим, як відомо, перехід до виміру часу затримки на радіочастоті приводить до того, що точність визначення цього параметру залежить і від номіналу носійної частоти, що значно підвищує точність оцінювання [2]. Крім того, операція амплітудного детектування знищує інформацію про фазу сигналу, що не дозволяє використовувати

ти зазначений спосіб у цифрових антенних решітках (ЦАР) з фазовим методом формування цифрової діаграми спрямованості.

Слід також вказати, що високі частоти дискретизації аналогових сигналів в сучасних АЦП накладають жорсткі вимоги до апаратури цифрової обробки даних у ЦАР. Для спрощення цих вимог може бути використане проріджування інформаційного потоку. Найбільш простим способом його реалізації є використання лише частини відліків АЦП, що слідує з необхідним інтервалом, решту відліків АЦП при цьому відкидають [3]. Зрозуміло, що такий спосіб не дозволяє ефективно використовувати енергію сигналів і призводить до суттєвих енергетичних або навіть й інформаційних втрат.

Відомий спосіб додаткового стробування відліків ЛЧМ сигналу після АЦП [4], сутність якого полягає у частковому підсумовуванні відліків АЦП у фіксованих інтервалах часу (стробах), що не перекриваються, при цьому накопичення сигнальних відліків у стробах здійснюється за виразом:

$$U_{i, \text{strob}} = \sum_{s=1}^N U_s,$$

де U_s - сигнал на виході АЦП, $U_{i, \text{strob}}$ - сигнал на виході процедури додаткового стробування, i - номер строба, N - кількість відліків АЦП, над якими здійснюється операція додаткового стробування.

Здійснення даної процедури приводить до зниження швидкості інформаційного потоку, а значить і зменшення обчислювальних операцій при наступній обробці ЛЧМ сигналу. Як наслідок, знижуються вимоги до продуктивності обчислювальних пристроїв. Недоліком відомого способу є неоптимальність обробки ЛЧМ сигналів.

Найбільш близьким за технічною сутністю до заявленої корисної моделі є цифровий спосіб оптимального прийому лінійно-частотно-модульованих імпульсів [5], який полягає в тому, що прийнятий ЛЧМ сигнал з невідомою початковою фазою й довільною формою огинаючої підсилюють, здійснюють його аналого-цифрове перетворення (АЦП), формуючи в межах тривалості радіоімпульсів N відліків напруг сигналу, запам'ятовують послідовність N дискретних відліків напруг сигналу, здійснюють ковзне вагове підсумовування N дискретних відліків напруг сигналу, порівнюють послідовність значень суми відліків напруг сигналу й визначають максимальне значення, яке порівнюють із порогом, що відрізняється тим, що ковзне вагове підсумовування дискретних відліків напруг сигналу здійснюють в одному каналі відповідно до виразу:

$$F_M = D_1^2 \cdot f_1 + D_2^2 \cdot f_2 - D_1 D_2 \cdot f_3 = \max,$$

де

$$D_1 = \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s K(s-s_1) \cos p_s, \quad D_2 = \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s K(s-s_1) \sin p_s,$$

$$p_s = \omega_0 \cdot \tau(s-s_1) + \alpha \tau^2(s-s_1)^2,$$

$$f_1 = \sum_{s=0}^{N-1} K^2(s-s_1) \sin^2 p_{s_0},$$

$$f_2 = \sum_{s=0}^{N-1} K^2(s-s_1) \cos^2 p_{s0}, f_3 = \sum_{s=0}^{N-1} K^2(s-s_1) \sin^2 p_{s0}, p_{s0} = \omega_0 \cdot \tau \cdot s + \alpha \cdot \tau^2 \cdot s^2$$

s_1 - номер першого з відліків напруг сигналу, задіяний у поточному положенні "ковзного вікна";

N - тривалість ЛЧМ імпульсу у відліках аналого-цифрового перетворення;

U_s - значення напруги сигналу в s -й момент часу;

$K(s-s_1)$ - нормована функція огинаючої ЛЧМ імпульсу;

ω_0 - відома номінальна частота заповнення радіоімпульсу в припущенні, що доплерівський зсув частоти відсутній;

τ - період дискретизації АЦП;

α - коефіцієнт девіації частоти.

Спосіб-прототип забезпечує оптимальну обробку ЛЧМ сигналу за відліками АЦП по виходу одноканальної схеми прийому.

Недоліком способу-прототипу є складність його застосування у ЦАР через високі темпи надходження відліків АЦП, що не дозволяє сформувати цифрову діаграму спрямованості по кожному відліку АЦП багатьох приймальних каналів.

З урахуванням сказаного, технічне завдання, що вирішується заявленою корисною моделлю, полягає у забезпеченні оптимальної цифрової обробки ЛЧМ імпульсів після процедури додаткового стробування відліків АЦП.

Сутність заявленої корисної моделі полягає в тому, що прийнятий ЛЧМ сигнал з невідомою початковою фазою й довільною формою огинаючої підсилюють, здійснюють його аналого-цифрове перетворення (АЦП), формуючи в межах тривалості радіоімпульсів $N \cdot T$ відліків напруг сигналу U_n , запам'ятовують послідовність $N \cdot T$ дискретних відліків напруг сигналу, здійснюють ковзне вагове підсумовування $N \cdot T$ дискретних відліків напруг сигналу, порівнюють послідовність значень суми відліків напруг сигналу й визначають максимальне значення, яке порівнюють із порогом, відрізняється тим, що сформовані відліки АЦП піддають частковому підсумовуванню у фіксованих інтервалах часу (стробах), що не перекриваються, при цьому накопичення сигнальних відліків в межах стробів здійснюють шляхом вагової обробки відповідно до виразів:

$$U_i^c = \sum_{n=iT}^{(i+1)T-1} U_n \cdot \cos(\omega_0 \cdot \tau \cdot s), U_i^s = - \sum_{n=iT}^{(i+1)T-1} U_n \cdot \sin(\omega_0 \cdot \tau \cdot s)$$

де $i=0, 1, \dots, N-1$ - номер строба, T - кількість відліків АЦП, над якими здійснюється операція додаткового стробування, ω_0 - центральна частота фільтру додаткового стробування, τ - період дискретизації АЦП, n - порядковий номер відліку АЦП,

ковзне вагове підсумовування дискретних відліків напруг прийнятого ЛЧМ сигналу здійснюють за допомогою послідовності N напруг, утворених у результаті операції додаткового стробування відліків АЦП, відповідно до виразу:

$$F_M = \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \cos p_s + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \sin p_s \right\}^2 + \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \cos p_s - \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \sin p_s \right\}^2 = \max$$

де $p_s = \omega_0 \cdot T \cdot \tau (s-s_1) + \alpha (T \cdot \tau)^2 (s-s_1)^2$,

$p_{s0} = \omega_0 \cdot T \cdot \tau \cdot s + \alpha \cdot (T \cdot \tau)^2 \cdot s^2$,

s_1 - номер першого з відліків напруг стробів, задіяних у поточному положенні "ковзного вікна",

N - тривалість ЛЧМ імпульсу у відліках стробів;

U_s^c, U_s^s - значення квадратурних складових напруг сигналу в s -му стробі;

$K(s-s_1)$ - нормована функція огинаючої ЛЧМ імпульсу;

ω_0 - відома номінальна частота заповнення радіоімпульсу в припущенні, що доплерівський зсув частоти відсутній;

α - коефіцієнт девіації частоти.

Конкретний варіант виконання заявленого способу відрізняється тим, що при прийомі ЛЧМ сигналу з прямокутною формою огинаючої операцію ковзного вагового підсумовування дискретних відліків напруг сигналу виконують відповідно до виразу

$$F_M = \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c \cos p_s + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s \sin p_s \right\}^2 + \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s \cos p_s - \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c \sin p_s \right\}^2 = \max$$

де $p_s = \omega_0 \cdot T \cdot \tau (s-s_1) + \alpha (T \cdot \tau)^2 (s-s_1)^2$,

$p_{s0} = \omega_0 \cdot T \cdot \tau \cdot s + \alpha \cdot (T \cdot \tau)^2 \cdot s^2$.

При цьому враховано, що $K(s-s_1)=1$.

Суттєвою відмінністю заявленого способу від прототипу є використання проріджування даних на виході АЦП за рахунок формування одного, сумарного сигналу по вибірці з кількох відліків із заданою періодичністю. Таке проріджування (децимація) сигнальної вибірки дозволяє максимально використати енергію сигналу, а сформовані зазначеним чином нові відліки сигналів більш декорельовані за шумом. Крім того, це дозволяє узгодити високі швидкості передачі даних АЦП з продуктивністю подальших цифрових пристроїв обробки ЛЧМ сигналів. Важливою властивістю застосування операції додаткового стробування відліків АЦП є її нечутливість до постійних зсувів напруги нуля АЦП.

Відзначимо, що співвідношення (1) отримано шляхом мінімізації функціонала

$$F = \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} \left\{ U_s^c - aK(s-s_1) \cos(p_s + \varphi) \right\}^2 + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} \left\{ U_s^s - aK(s-s_1) \sin(p_s + \varphi) \right\}^2 = \min$$

При цьому в результаті рішення системи рівнянь правдоподібності

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial a^c} = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial a^s} = 0, \end{cases}$$

були визначені оцінки амплітудних складових $a^c = a \cos(\varphi)$ і $a^s = a \sin(\varphi)$:

$$\hat{a}^c = \frac{\sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \cos p_s + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \sin p_s}{\sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K^2(s-s_1)},$$

$$\hat{a}^s = \frac{\sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \cos p_s - \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \sin p_s}{\sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} K^2(s-s_1)}$$

які потім були підставлені у кореляційну суму

$$F_M = \hat{a}^c \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \cos p_s + \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \sin p_s \right\}^2 + \hat{a}^s \left\{ \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^s K(s-s_1) \cos p_s - \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s^c K(s-s_1) \sin p_s \right\}^2 = \max$$

максимум якої досягається при тих же значеннях параметрів, що і мінімум (2).

Для доказу працездатності заявленого способу додаткового стробування відліків АЦП було проведено його математичне моделювання за допомогою програми, розробленої в пакеті MathCad.

Практична реалізація заявленого способу зводиться до застосування у приймачі ЦАР пристрою аналого-цифрового перетворення [6], виконаного на основі програмованих матриць логічних елементів, наприклад, фірми Xilinx, за допомогою яких мають виконуватись передбачені заявленим способом операції над отриманими в результаті ана-

лого-цифрового перетворення відліками цифрових напруг ЛЧМ сигналів. В якості АЦП можуть застосовуватись мікросхеми фірми Analog Devices, Texas Instruments тощо. Використана у пристрої аналого-цифрового перетворення [6] елементна база дозволяє здійснювати когерентну багатоканальну дискретизацію ЛЧМ сигналів з тактовою частотою 50-70 МГц. Для мінімізації енергетичних втрат при узгодженій фільтрації ЛЧМ сигналів доцільно обмежити протяжність стробу 4 або 8 відліками АЦП. При цьому тривалість нестиснутого ЛЧМ імпульсу може сягати 256 стробів.

Джерела інформації:

1. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. - М.: Сов. радио. - 1974. - С. 360.
2. Справочник / Под ред. М.И. Жодзишского. - М.: Радио и связь. - 1990. - С. 100, 101.
3. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др. Под ред. В.Т. Горяинова. - М.: Радио и связь. - 1988. - С. 41.
4. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др. Под ред. В.Т. Горяинова. - М.: Радио и связь. - 1988. - С. 42-43.
5. Слюсар В.И., Покровский В.И., Сахно В.Ф. Патент РФ №2042956, G01S7/285, G01S13/10. Цифровой способ оптимального приема линейно-частотно-модулированных импульсов. - 1992р. - Оpubл. 27.08.95, Бюл. №24. - прототип.
6. Патент України на корисну модель №33256. МПК 7 G01S 13/08-13/44, G01S 7/02-7/46, H02K 15/00-15/16. Пристрій аналого-цифрового перетворення. // Слюсар В.И., Волощук І.В., Гриценко В.М., Бондаренко М.В., Малащук В.П., Шацман Л.Г., Нікітін М.М. - Заявка на видачу патенту України на корисну модель №u200802466 від 26.02.2008.