



УКРАЇНА

(19) UA (11) 48659 (13) A

(51) 6 H01J3/00, H04L5/22

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

(54) СПОСІБ ЧАСОВОГО УЩІЛЬНЕННЯ ВУЗЬКОСМУГОВИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ КАНАЛІВ

1

2

(21) 2001117511

(22) 05 11 2001

(24) 15 08 2002

(46) 15 08 2002, Бюл. № 8, 2002 р.

(72) Слюсар Вадим Іванович, Уткін Юрій
Вікторович

(73) Слюсар Вадим Іванович

(57) 1 Спосіб часового ущільнення вузькосмугових інформаційних каналів зв'язку, який полягає в тому, що для передачі інформаційного повідомлення здійснюють амплітудно-фазове кодування імпульсних сигналів, при якому дискретним значенням квадратурних складових амплітуди сигналів ставиться у відповідність та чи інша кодова комбінація інформаційних символів, здійснюють передачу замодульованих сигналів, в приймачі формують квадратурні складові амплітудно-фазомодульованих сигналів, здійснюють вимір квадратурних складових амплітуд сигналів, за оцінками яких декодують прийняте інформаційне повідомлення, який відрізняється тим, що у передавачі рознесення імпульсних сигналів багатоімпульсного кодованого повідомлення у часі здійснюють з урахуванням їх подальшого надрелеївського розрізнення, огинаючи кожного з імпульсних сигналів формують у відповідності до встановленого закону її зміни, при цьому кожен з імпульсів багатосигнального пакета має фіксовану позицію у часі відносно першого з імпульсів пакета, яка має бути відома на приймальній стороні.

2 Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що формування квадратурних складових сигналів у приймачі здійснюють шляхом аналогового перемноження прийнятого сигналу та опорного, після формування квадратурних складових сигналів здійснюють їх аналого-цифрове перетворення (АЦП), а подальші операції над прийнятими сигналами виконують у цифровій формі.

3 Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що формуванню квадратурних складових сигналів у приймачі передують їх аналого-цифрове перетворення, а подальше формування квадратурних складових здійснюють у цифровому вигляді.

4 Спосіб за п. 3, який відрізняється тим, що

формування квадратурних складових сигналів у приймачі здійснюють за допомогою дискретного перетворення Гільберта в режимі ковзного вікна.

5 Спосіб за пп. 1-4, який відрізняється тим, що виміру квадратурних складових амплітудно-фазомодульованих сигналів у приймачі передують вимір положення у часі першого з імпульсів прийнятого пакета, оцінку якого застосовують для визначення квадратурних складових амплітуд сигналів прийнятого інформаційного повідомлення.

6 Спосіб за п. 5, який відрізняється тим, що вимір положення у часі z_1 першого з відеоімпульсів прийнятого пакета здійснюють шляхом перебору з заданим дискретом можливих його значень до досягнення максимуму функції

$$F_M = - \begin{vmatrix} 0 & W_1^* & W_2^* & \dots & W_M^* \\ \dot{W}_1 & Q_{11} & Q_{12} & \dots & Q_{1M} \\ \dot{W}_2 & Q_{21} & Q_{22} & \dots & Q_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \dot{W}_M & Q_{M1} & Q_{M2} & \dots & Q_{MM} \end{vmatrix} = \max,$$

$$\dot{W}_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{sn}^*,$$

$$\sum_{s=z_m}^{z_m+N-1} K_{sm} K_{sn}^* = Q_{mn} = Q_{nm},$$

$$Q_{j1} = Q_{nm} = \dots = Q_{MM} = \sum_{s=z_1}^{z_1+N-1} K_{s1}^2 = \sum_{s=z_m}^{z_m+N-1} K_{sm}^2,$$

$$K_{sm} = \begin{cases} K(s - z_1 - \Delta_m) & \text{при } z_1 + \Delta_m \leq s \leq z_1 + \Delta_m + N \\ 0 & \text{при } s < z_1 + \Delta_m, s > z_1 + \Delta_m + N \end{cases}$$

- дискретна функція огинаючої,
s - порядковий номер відліку АЦП в сигнальній вибірці в періодах дискретизації,
 z_1 - перший з відліків АЦП в межах існування першого з сигналів пакета,
N - довжина імпульсу в відліках АЦП,
 z_m - відоме місцезнаходження m-го імпульсу у часі відносно першого в періодах дискретизації

(13) A

(11) 48659

(19) UA

АЦП, $z_m = z_1 + \Delta_m$.

Δ_m - зсув m -го імпульсу відносно першого в пакеті

7 Спосіб за п 5, який **відрізняється** тим, що вимір положення у часі z_1 першого з радіоімпульсів прийнятого пакета здійснюють шляхом перебору з заданим дискретом можливих його значень до досягнення максимального значення функції

$$F_M = - \begin{vmatrix} 0 & W_1^* & W_2^* & \dots & W_M^* \\ W_1 & Q_{11} & Q_{12} & \dots & Q_{1M} \\ W_2 & Q_{21} & Q_{22} & \dots & Q_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ W_M & Q_{M1} & Q_{M2} & \dots & Q_{MM} \end{vmatrix} = \max,$$

$$W_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{nm}^*,$$

$$\sum_{s=z_m}^{z_m+N-1} K_{sm} K_{sn}^* = Q_{mn} = Q_{nm},$$

$$K_{sm} = K_{sm} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)) + j \cdot K_{sm} \sin(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)),$$

K_{sn}^* комплексно-сполучена з K_{sn} , тобто

$$K_{sm}^* = K_{sm} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)) - j \cdot K_{sm} \sin(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)),$$

$$K_{sm} = \begin{cases} K(s - z_1 - \Delta_m) & \text{при } z_1 + \Delta_m \leq s \leq z_1 + \Delta_m + N \\ 0 & \text{при } s < z_1 + \Delta_m, s > z_1 + \Delta_m + N \end{cases}$$

дискретна функція огибаючої,

$z_m = z_1 + \Delta_m$, ω - частота несучої радіосигналу

8 Спосіб за пп 1-4, який **відрізняється** тим, що синхронізацію передавального і приймального пристроїв здійснюють таким чином, щоб позиція у часі першого з імпульсів пакета інформаційного повідомлення була відома на приймальній стороні

9 Спосіб за пп 1-8, який **відрізняється** тим, що вимір квадратурних складових амплітуд кожного з M імпульсів багатоімпульсного пакета у приймачі здійснюють по M відлікам цифрової напруги відеосигналів за формулами

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{\det},$$

де $m=1, 2, \dots, M$

$$\det = \begin{vmatrix} K(s_1 - z_1) & K(s_1 - z_2) & K(s_1 - z_3) & \dots & K(s_1 - z_M) \\ K(s_2 - z_1) & K(s_2 - z_2) & K(s_2 - z_3) & \dots & K(s_2 - z_M) \\ K(s_3 - z_1) & K(s_3 - z_2) & K(s_3 - z_3) & \dots & K(s_3 - z_M) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ K(s_M - z_1) & K(s_M - z_2) & K(s_M - z_3) & \dots & K(s_M - z_M) \end{vmatrix},$$

$\det_m^{c(s)}$ - частковий визначник, отриманий з $\det$ заміною відповідного стовпчика вектором вільних

членів $[B^c] = [U_1^c \ U_2^c \ U_3^c \ \dots \ U_M^c]^T$, або

$$[B^s] = [U_1^s \ U_2^s \ U_3^s \ \dots \ U_M^s]^T,$$

M - кількість імпульсів в інформаційному повідомленні,

U_n^c , U_n^s - n -й з M залучених для обробки відпиків косинусної чи синусної квадратурної складової напруги по виходу аналого-цифрового перетворювача (АЦП),

$K(s_n - z_m)$ - нормована дискретна огибаючої імпульсного сигналу для m -го відліку АЦП, s_n - порядковий номер відліку АЦП в сигнальний вибірці в періодах дискретизації,

z_m - відоме місцезнаходження m -го імпульсу у часі в періодах дискретизації АЦП,

$$z_m = z_1 + \Delta_m$$

10 Спосіб за пп 1-8, який **відрізняється** тим, що вимір квадратурних складових амплітуд кожного з M імпульсів багатоімпульсного пакета у приймачі здійснюють по M відлікам цифрових напруг відеосигналів за формулою

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{\det},$$

де $m=1, 2, \dots, M$

$$\det = \begin{vmatrix} \sum_{s=z_1}^{z_1+N-1} K_{s1}^2 & \sum_{s=z_2}^{z_2+N-1} K_{s1} K_{s2} & \dots & \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{s1} K_{sM} \\ \sum_{s=z_1}^{z_1+N-1} K_{s1} K_{s2} & \sum_{s=z_2}^{z_2+N-1} K_{s2}^2 & \dots & \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{s2} K_{sM} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{sM} K_{s1} & \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{s2} K_{sM} & \dots & \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{sM}^2 \end{vmatrix}$$

$\det_m^{c(s)}$ - частковий визначник, отриманий з $\det$ заміною відповідного стовпчика $\{Q_{1m}, Q_{2m}, \dots, Q_{Mm}\}^T$ вектором вільних членів

$$[B^c] = [W_1^c \ W_2^c \ W_3^c \ \dots \ W_M^c]^T, \quad \text{або}$$

$$[B^s] = [W_1^s \ W_2^s \ W_3^s \ \dots \ W_M^s]^T,$$

$$W_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{nm},$$

$$\sum_{s=z_m}^{z_m+N-1} K_{sm} K_{sn} = Q_{mn} = Q_{nm},$$

$$z_m = z_1 + \Delta_m$$

11 Спосіб за пп 1-8, який **відрізняється** тим, що вимір квадратурних складових амплітуд кожного з M імпульсів багатоімпульсного пакета у приймачі здійснюють по M відлікам цифрових напруг радіосигналів за формулами

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{\det},$$

де $m=1, 2, \dots, M$,

$$\det = \begin{vmatrix} Q_{11} & Q_{12} & Q_{13} & \dots & Q_{1M} \\ Q_{21} & Q_{22} & Q_{23} & \dots & Q_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ Q_{M1} & Q_{M2} & Q_{M3} & \dots & Q_{MM} \end{vmatrix},$$

$\det_m^{c(s)}$ - частковий визначник, отриманий з $\det$ заміною відповідного стовпчика $\{Q_{1m}, Q_{2m}, \dots, Q_{Mm}\}^T$ вектором вільних членів

$$[B^c] = [W_1^c \ W_2^c \ W_3^c \ \dots \ W_M^c]^T, \quad \text{або}$$

$$[B^s] = [W_1^s \ W_2^s \ W_3^s \ \dots \ W_M^s]^T,$$

M - кількість імпульсів в інформаційному повідомленні,

$$W_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{nm},$$

$$\sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} K_{sm}^* K_{sm} = Q_{mn} = Q_{nm},$$

$$K_{sm} = K_{sm} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)) + j \cdot K_{sm} \sin(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)),$$

$$K_{sn}^* \text{ комплексно-сполучена з } K_{sn},$$

тобто

$$K_{sm}^* = K_{sm} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)) - j \cdot K_{sm} \sin(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)),$$

U_n^c , U_n^s - n -й з M залучених для обробки відліків косинусної чи синусної квадратурної складової напруги по виходу АЦП,

$K(s - z_m)$ - нормована дискретна огинаюча імпульсного сигналу в s -му відліку АЦП,

s - порядковий номер відліку АЦП в сигнальній вибірці в періодах дискретизації,

z_m - відоме місцезнаходження m -го імпульсу у часі в періодах дискретизації АЦП,

$z_m = z_1 + \Delta_m$, ω - частота несучої радіосигналу

12 Спосіб за пп 1-11, який відрізняється тим,

Винахід відноситься до техніки електрозв'язку і може бути використаний в модемних лініях зв'язку та інших телекомунікаційних системах, які застосовують імпульсний метод кодування інформації

Відомі методи імпульсно-часового кодування сигналів за допомогою лінійних кодів, які отримали назву NRZ, RZ, AMI, тощо. Зокрема метод NRZ (NonReturn to Zero) полягає в біполярному імпульсному кодуванні, коли сигналу високого рівня відповідає "1", а низького - "0"

Найбільше поширення серед лінійних кодів отримали дворівневі лінійні коди з подвійною швидкістю передачі 1B2B (перетворення групи із одного дворівневого символу в групу із двох дворівневих символів), які мають високу завадозахищеність

Відомий спосіб багатоімпульсного кодування за кодом Манчестер [1] Сутність способу-прототипу полягає в тому, що весь часовий інтервал завбачливо розбивають на фіксовані часові інтервали, які в свою чергу розбивають на підінтервали, кожен з яких відводять для передачі частки багатоімпульсного кодованого повідомлення, сформовані у відведених часових інтервалах імпульси в подальшому каналізують до приймача повідомлення, у приймачі здійснюють аналого-цифрове перетворення імпульсних сигналів, після чого за отриманими цифровими напругами здійснюють декодування інформаційного повідомлення шляхом порівняння амплітуд імпульсів у кожному з підінтервалів зі встановленим порогом

Для коду Манчестер передбачено два часових підінтервали надходження імпульсу в першому підінтервалі відповідає "1", а в другому - "0", тобто встановлена однозначна відповідність між послідовністю чередування імпульсів в середині тактового інтервалу і кодовою комбінацією інформаційного повідомлення

Недоліком такого підходу є те, що для

що перед передачею модульованих сигналів здійснюється оцінка завадової обстановки на лінії зв'язку при відсутності сигналу передавача шляхом оцінки квадратурних складових завадових сигналів, після чого відповідно змінюють рівень модульованого сигналу

13 Спосіб за пп 1-12, який відрізняється тим, що рівень завад перевідбиття в лінії оцінюють по тестовому сигналу передавача, квадратурні складові амплітуд якого мають фіксовані і відомі на приймальній стороні значення, після оцінки квадратурних складових амплітуди тестового сигналу здійснюють відповідну адаптацію рівня модульованих сигналів інформаційного повідомлення, причому як тестовий сигнал застосовують багатоімпульсний пакет з мінімум двома імпульсами ненульової амплітуди, а завадова обстановка оцінюється по співвідношенню оцінок амплітуд та відхиленню їх від еталонних значень

підвищення перепускної здатності каналів зв'язку необхідно корегувати довжину імпульсів та період їх слідування у часі, що вимагає розширення смуги пропускання каналу зв'язку. Такий підхід пов'язаний з необхідністю оновлення фізичних каналів зв'язку й відкидає можливість застосування розгалужених на сьогоднішній день вузькосмугових ліній обміну інформацією

Найбільш близьким за сутністю до винаходу, що заявляється, є спосіб часового ущільнення вузькосмугових каналів зв'язку, який полягає в тому, що для передачі інформаційного повідомлення здійснюють амплітудно-фазове кодування імпульсних сигналів, при якому дискретним значенням квадратурних складових амплітуд сигналів ставиться у відповідність та чи інша кодова комбінація інформаційних символів, здійснюють передачу замодульованих сигналів, в приймачі формують квадратурні складові амплітудно-фазомодульованих сигналів, здійснюють вимір квадратурних складових амплітуд сигналів, за оцінками яких декодують прийняте інформаційне повідомлення [2]

З урахуванням сказаного, технічне завдання, що вирішується заявленим винаходом, полягає в забезпеченні можливості підвищення перепускної здатності каналів зв'язку без розширення їх смуги пропускання

Сутність винаходу полягає в тому, що у передавачі рознесення імпульсних сигналів багатоімпульсного кодованого повідомлення у часі здійснюють з урахуванням їх подальшого надрелеївського розрізнення, огинаючи кожного з імпульсних сигналів, формують у відповідності до встановленого закону її зміни, при цьому кожен з імпульсів багатосигнального пакету має фіксовану позицію у часі відносно першого з імпульсів пакету, яка має бути відома на приймальній стороні

Формування квадратурних складових сигналів у приймачі може здійснюватись шляхом

аналогового перемноження прийнятого сигналу та опорного. У цьому випадку після формування квадратурних складових сигналів здійснюють їх аналого-цифрове перетворення, а подальші операції над прийнятими сигналами виконують у цифровій формі.

Інший варіант конкретної реалізації заявленого способу відрізняється тим, що формуванню квадратурних складових сигналів у приймачі передують їх аналого-цифрове перетворення, а подальше формування квадратурних складових сигналів здійснюють у цифровому вигляді. При цьому формування квадратурних складових сигналів у приймачі може здійснюватись за допомогою дискретного перетворення Гільберта в режимі ковзаючого вікна.

В усіх випадках будемо нехтувати можливими відхиленнями законів зміни огинаючих імпульсів в квадратурних складових.

Реалізація операцій заявленого способу може здійснюватись за умов асинхронного або жорстко синхронізованого з передаючою стороною прийому сигналів. Оскільки для надреєвського розрізнення сигналів необхідно мати інформацію щодо їх положення у часі, виміру квадратурних складових амплітудно-фазомодульованих сигналів у приймачі передують вимір положення у часі першого з імпульсів прийнятого пакету, оцінку якого застосовують для визначення квадратурних складових амплітуд сигналів прийнятого інформаційного повідомлення.

В залежності від обробки радіо- чи відеоімпульсів пропонується застосовувати різні варіанти оптимальної за методом максимальної правдоподібності оцінки положення у часі першого з імпульсів пакету. У випадку відеоімпульсів вимір положення у часі z_1 першого з відеоімпульсів прийнятого пакету здійснюють шляхом перебору з заданим дискретом можливих його значень до досягнення максимуму функції

$$F_M = - \begin{vmatrix} 0 & W_1^* & W_2^* & W_M^* \\ W_1 & Q_{11} & Q_{12} & Q_{1M} \\ W_2 & Q_{21} & Q_{22} & Q_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ W_M & Q_{M1} & Q_{M2} & Q_{MM} \end{vmatrix} = \max, \quad (1)$$

$$W_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{sm}^*, \quad \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} K_{sm} K_{sn}^* = Q_{nn} = Q_{nm},$$

$$Q_{11} = Q_{nn} = Q_{MM} = \sum_{s=z_1}^{z_1+N-1} K_{s1}^2 = \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{sM}^2$$

$$K_{sm} = \begin{cases} K(s - z_1 - \Delta_m) & \text{при } z_1 + \Delta_m \leq s \leq z_1 + \Delta_m + N \\ 0 & \text{при } s < z_1 + \Delta_m, s > z_1 + \Delta_m + N \end{cases}$$

дискретна функція огинаючої,
s - порядковий номер відліку АЦП в сигнальний вибірці в періодах дискретизації,

z_1 - перший з відліків АЦП в межах існування першого з сигналів пакету,

N - довжина імпульсів в відліках АЦП,

z_m - відоме місцезнаходження m-го імпульсу у часі відносно першого в періодах дискретизації

АЦП, $z_m = z_1 + \Delta_m$,

Δ_m - зсув m-го імпульсу відносно першого в пакеті

При бездетекторній обробці радіосигналів вимір положення у часі z_1 першого з радіоімпульсів прийнятого пакету здійснюють шляхом перебору з заданим дискретом можливих його значень до досягнення максимального значення функції

$$F_M = - \begin{vmatrix} 0 & W_1^* & W_2^* & W_M^* \\ W_1 & Q_{11} & Q_{12} & Q_{1M} \\ W_2 & Q_{21} & Q_{22} & Q_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ W_M & Q_{M1} & Q_{M2} & Q_{MM} \end{vmatrix} = \max, \quad (2)$$

$$W_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{sm}^*, \quad \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} K_{sm} K_{sn}^* = Q_{nn} = Q_{nm},$$

$$K_{sm} = K_{sm} \cos(\omega \Delta t(s - z_m)) + j K_{sm} \sin(\omega \Delta t(s - z_m)),$$

K_{sm}^* комплексно-сполучена з K_{sm} тобто

$$K_{sm}^* = K_{sm} \cos(\omega \Delta t(s - z_m)) - j K_{sm} \sin(\omega \Delta t(s - z_m)),$$

$$K_{sm} = \begin{cases} K(s - z_1 - \Delta_m) & \text{при } z_1 + \Delta_m \leq s \leq z_1 + \Delta_m + N \\ 0 & \text{при } s < z_1 + \Delta_m, s > z_1 + \Delta_m + N \end{cases}$$

дискретна функція огинаючої,

$z_m = z_1 + \Delta_m$, ω - частота несучої радіосигналу

Жорстко синхронізований режим реалізації заявленого способу передбачає, що синхронізацію передавального і приймального пристроїв здійснюють таким чином, щоб позиція у часі першого з імпульсів пакета інформаційного повідомлення була відома на приймальній стороні.

У випадку відеосигнальної обробки вимір квадратурних складових амплітуд кожного з M імпульсів багатоімпульсного пакету у приймачі може здійснюватись по M відлікам цифрової напруги відеосигналів за формулами

$$\hat{a}_m^{(s)} = \frac{\det_m^{(s)}}{\det},$$

де $m = 1, 2, \dots, M$

$$\det = \begin{vmatrix} K(s_1 - z_1) & K(s_1 - z_2) & K(s_1 - z_3) & K(s_1 - z_M) \\ K(s_2 - z_1) & K(s_2 - z_2) & K(s_2 - z_3) & K(s_2 - z_M) \\ K(s_3 - z_1) & K(s_3 - z_2) & K(s_3 - z_3) & K(s_3 - z_M) \\ K(s_M - z_1) & K(s_M - z_2) & K(s_M - z_3) & K(s_M - z_M) \end{vmatrix},$$

$\det_m^{(s)}$ - частковий визначник, отриманий з $\det$ заміною відповідного стовпчика вектором вільних членів $[B^s] = [U_1^c \ U_2^c \ U_3^c \ U_M^c]^T$, або $[B^s] = [U_1^s \ U_2^s \ U_3^s \ U_M^s]^T$,

M - кількість імпульсів в інформаційному повідомленні,

U_n^c, U_n^s - n-й з M залучених для обробки відліків косинусної чи синусної квадратурної складової напруги по виходу аналого-цифрового

перетворювача (АЦП),

$K(s_n - z_m)$ - нормована дискретна огибаюча імпульсного сигналу для m -го відліку АЦП,

s_n - порядковий номер відліку АЦП в сигнальній вибірці в періодах дискретизації,

z_m - відоме місцезнаходження m -го імпульсу у часі в періодах дискретизації АЦП,

$$z_m = z_1 + \Delta_m$$

При необхідності оптимальної оцінки квадратурних складових амплітуд відеосигналів інформаційного повідомлення може здійснюватись оптимальний за методом найменших квадратів вимір квадратурних складових амплітуд кожного з M імпульсів багатоімпульсного пакету у приймачі по M відлікам цифрових напруг відеосигналів за формулою

$$\hat{a}_m^{(s)} = \frac{\det_m^{(s)}}{\det},$$

де $m = 1, 2, \dots, M$

$$\det = \begin{vmatrix} \sum_{s=z_1}^{z_1+N-1} K_{s1}^2 & \sum_{s=z_2}^{z_1+N-1} K_{s1} K_{s2} & \dots & \sum_{s=z_M}^{z_1+N-1} K_{s1} K_{sM} \\ \sum_{s=z_2}^{z_1+N-1} K_{s1} K_{s2} & \sum_{s=z_2}^{z_2+N-1} K_{s2}^2 & \dots & \sum_{s=z_M}^{z_2+N-1} K_{s2} K_{sM} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum_{s=z_M}^{z_1+N-1} K_{s1} K_{sM} & \sum_{s=z_M}^{z_2+N-1} K_{s2} K_{sM} & \dots & \sum_{s=z_M}^{z_M+N-1} K_{sM}^2 \end{vmatrix}$$

$\det_m^{(s)}$ - частковий визначник, отриманий з $\det$ заміною відповідного стовпчика $\{Q_{1m}, Q_{2m}, \dots, Q_{Mm}\}^T$ вектором вільних членів

$$[B^c] = [W_1^c \ W_2^c \ W_3^c \ \dots \ W_M^c]^T, \text{ або } [B^s] = [W_1^s \ W_2^s \ W_3^s \ \dots \ W_M^s]^T,$$

$$\hat{W}_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{sn}, \quad \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} K_{sn} K_{sm} = Q_{nm} = Q_{mn},$$

$$z_m = z_1 + \Delta_m$$

При радіочастотній реалізації заявленого способу вимір квадратурних складових амплітуд кожного з M імпульсів багатоімпульсного пакету приймачі здійснюють по M відлікам цифрових напруг радіосигналів за формулами

$$\hat{a}_m^{(s)} = \frac{\det_m^{(s)}}{\det},$$

де $m = 1, 2, \dots, M$,

$$\det = \begin{vmatrix} Q_{11} & Q_{12} & Q_{13} & \dots & Q_{1M} \\ Q_{21} & Q_{22} & Q_{23} & \dots & Q_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Q_{M1} & Q_{M2} & Q_{M3} & \dots & Q_{MM} \end{vmatrix},$$

$\det_m^{(s)}$ - частковий визначник, отриманий з $\det$ заміною відповідного стовпчика $\{Q_{1m}, Q_{2m}, \dots, Q_{Mm}\}$ вектором вільних членів

$$[B^c] = [W_1^c \ W_2^c \ W_3^c \ \dots \ W_M^c]^T, \text{ або } [B^s] = [W_1^s \ W_2^s \ W_3^s \ \dots \ W_M^s]^T,$$

M - кількість імпульсів в інформаційному повідомленні,

$$\hat{W}_n = \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} (U_s^c + j U_s^s) K_{sn}, \quad \sum_{s=z_n}^{z_n+N-1} K_{sn} K_{sm} = Q_{nm} = Q_{mn},$$

$$K_{sm} = K_{sm} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)) + j K_{sm} \sin(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)),$$

K_{sm}^* комплексно-сполучена з K_{sm} , тобто

$$K_{sm}^* = K_{sm} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)) - j K_{sm} \sin(\omega \cdot \Delta t(s - z_m)),$$

U_n^c, U_n^s - n -й з M залучених для обробки відліків косинусної чи синусної квадратурної складової напруги по виходу аналого-цифрового перетворювача (АЦП),

$K(s - z_m)$ - нормована дискретна огибаюча імпульсного сигналу в m -му відліку АЦП,

S - порядковий номер відліку АЦП в сигнальній вибірці в періодах дискретизації,

z_m - відоме місцезнаходження m -го імпульсу у часі в періодах дискретизації АЦП,

$$z_m = z_1 + \Delta_m, \quad \omega - \text{частота несучої радіосигналу}$$

Точність виміру амплітудних складових багатоімпульсного пакету сигналів визначається відношенням сигнал/шум, рознесенням імпульсних сигналів за часом, а також законом зміни дискретної функції огибаючої

З метою поліпшення ефективності застосування заявленого способу в реальних умовах доцільно враховувати наявність завад на лінії зв'язку. Відповідні варіанти способу, що заявляється, можуть відрізнятися тим, що перед передачею модульованих сигналів здійснюється оцінка завадової обстановки на лінії зв'язку при відсутності сигналу передавача шляхом оцінки квадратурних складових завадових сигналів, після чого відповідно змінюють рівень модульованого сигналу

Для врахування рівня завад перевідбтття в лінії пропонується варіант заявленого способу, який відрізняється тим, що рівень завад перевідбтття в лінії оцінюють по тестовому сигналу передавача, квадратурні складові амплітуд якого мають фіксовані і відомі на приймальній стороні значення, після оцінки квадратурних складових амплітуд тестового сигналу здійснюють відповідну адаптацію рівня модульованих сигналів інформаційного повідомлення, причому у якості тестового сигналу застосовують багатоімпульсний пакет з мінімум двома імпульсами ненульової амплітуди, а завадова обстановка оцінюється по співвідношенню оцінок амплітуд та відхиленню їх від еталонних значень

Практична реалізація заявленого способу зводиться до застосування у приймачі інформаційного повідомлення цифрового сигнального процесора чи програмованих матриць логічних елементів, наприклад, від фірми Xilinx, за допомогою яких мають виконуватись передбачені заявленим способом операції над отриманими в результаті аналого-цифрового перетворення відліками цифрових напруг сигналів як , АЦП можуть застосовуватись мікросхеми фірми Analog Devices На передавальній стороні для

формування багатоімпульсної сигнальної суміші доцільно залучити цифровий сигнальний процесор та цифро-аналоговий перетворювач, які теж можуть бути взяті з номенклатури фірми Analog Devices

Джерела інформації

1 Модем от А до Я - http://www.modem.od.ua/lib/lib_bookmodem1.html

2 Степаненко О. Некоторые подробности о модемах// Компьютеры + Программы - № 9(83) - 2001 - С 20 - 24 - прототип