



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **81161** (13) **C2**  
 (51) **МПК (2006)**  
**H04B 7/165** (2006.01)  
**H04B 7/155**  
**H04L 27/22**

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ

## ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

**(54) СПОСІБ ПЕРЕДАЧІ ПОВІДОМЛЕНЬ ЗА ДОПОМОГОЮ АНАЛОГОВОГО КОДУВАННЯ Й ВІДНОСНОЇ КВАДРАТУРНОЇ БАЛАНСОВОЇ МОДУЛЯЦІЇ**

1

2

(21) а200512285

(22) 20.12.2005

(24) 10.12.2007

(72) БРОННІКОВ ВАДИМ МИКОЛАЙОВИЧ, UA

(73) БРОННІКОВ ВАДИМ МИКОЛАЙОВИЧ, UA

(56) SU 564722, 15.08.1977

UA 63008 C2, 15.01.2004

UA 63027 C2, 15.10.2004

JP 56037745, 11.04.1981

GB 577758, 30.05.1946

SU 684750, 15.09.1979

(57) Спосіб передачі повідомлень за допомогою аналогового кодування й відносної квадратурної балансової модуляції, який полягає в тому, що з кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  передаваного повідомлення  $X(t)$  одержують і запам'ятовують  $k$  вибірок  $X_i, i = \overline{1, k}$ , із кроком дискретизації  $T < 1/2f_b$ ,  $f_b$  - верхня гранична частота повідомлення, одержують  $r$  перевірочних величин  $X_{k+h}, h = \overline{1, r}$ , відповідно до перевірочного співвідношення

$$X_{k+h} = -[(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2 \cdot b] + b, \text{ де постійна}$$

величина  $b > |X_i|, i = \overline{1, k}, g_{ik+h} = 0,1$  - елементи матриці перевірочних символів,

$(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2 \cdot b$  - залишок від розподілу

вмісту в дужках на  $2 \cdot b$ , постійна величина

$$2 \cdot b \cdot q \geq \max \left| \sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} \right|, q = k + 2, 3, 4 \dots - \text{ціле число,}$$

для кожної вибірки  $X_i, i = \overline{1, k}$  і перевірочної величини  $X_{k+h}, h = \overline{1, r}$  обчислюють вторинні оцінки

$$\hat{X}_i^{(wh)} = [(-\hat{X}_{k+h}^{(w-1)} + b - \sum_{i=1}^k X_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + \\ + X_i^{(w-1h)} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2 \cdot b] - b, h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

$$\hat{X}_{k+h}^{(wh)} = -[(\sum_{i=1}^k X_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2 \cdot b] + b,$$

$$h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

одержувані від використання окремо взятого  $h$ -го перевірочного співвідношення, обчислюють вторинні оцінки як зважені суми згаданих оцінок

$$\hat{X}_{i\Sigma}^{(w)} = \sum_{h=1}^r a_h X_i^{(w-1)} + a \cdot X_i^{(w-1)}, w = \overline{2, m}, \text{ де } a_h, h = \overline{1, r},$$

$a$  - вагові коефіцієнти, ітеративно  $m-1$  раз повторюють процес обчислення вторинних оцінок, використовуючи як вхідні величини наступного обчислювального щабля ітеративної процедури вихідні величини попереднього обчислювального щабля, вихідні величини  $\hat{X}_{i\Sigma}^{(m)}$  останнього обчислювального щабля ітеративної процедури використовують для оцінки кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення у вигляді ряду Котельникова

$$\hat{X}(t) = \sum_{i=1}^k \hat{X}_i \cdot \frac{\sin \pi f_b(t-iT)}{\pi f_b(t-iT)}, \text{ прийняте повідомлення}$$

одержують як безпосередньо слідуючі один за одним відрізки повідомлення тривалістю  $kT$ , який відрізняється тим, що послідовності одержуваних  $d$ -их,  $d=1, 2, 3, \dots$  вибірок і перевірочних величин перетворюють у послідовності  $d$ -их комплексних сум

$$Z_d = X_d \cdot \exp(j \cdot (\arg(Z_{d-1} + \varepsilon) + 0,5 \cdot \pi \cdot ((d+1) \bmod 2) + \\ \sum_{g=d-m-1}^{d-1} Z_g \cdot m^{-1} - b - j \cdot b)$$

$$\text{де } 0 < \varepsilon < 0,01, j = \sqrt{-1},$$

виконують балансову модуляцію копій гармонійного колювання, зсунутих по фазі на  $\pi/2$ , реальної  $\text{Re}(Z_d)$  і уявної  $\text{Im}(Z_d)$  частинами комплексних сум  $Z_d$  на протязі кожного  $d$ -го відрізка часу тривалості  $T \cdot k/n$ , балансно-модульовані колювання підсумовують, фільтрують і підсилюють у смуговому підсилювачі, вихідний сигнал якого через лінію зв'язку й лінійний тракт радіоприймального пристрою передають у два

(13) **C2**

(11) **81161**

(19) **UA**

синхронних детектори, де сигнал детектують за допомогою двох гармонійних коливань, що віднімають від використовуваних для балансової модуляції фазовим зсувом  $\phi_0$ , за допомогою дискретизації вихідних сигналів синхронних детекторів одержують оцінки реальної  $\text{Re}(Z_d)$  і уявної  $\text{Im}(Z_d)$  частин комплексних сум  $Z_d = Z_d \cdot \exp(j \cdot (\arg(Z_d + \varepsilon) + \phi_0))$  відповідно, одержують різниці оцінок комплексних сум  $\Delta_d = Z_d - Z_{d-1}$  й їх зсунутих по фазі на  $0,5 \cdot \pi$  копій  $\Delta_{1d} = \Delta_d \cdot \exp(j \cdot (\arg(Z_d + \varepsilon) + 0,5 \cdot \pi))$ , де  $Z_{1d} = \text{Re}(Z_{1d}) + j \cdot \text{Im}(Z_{1d})$ , непарні

$$X_{2d} = \text{Re}(Z_{1d-1}) \cdot \text{Re}(\Delta_d) + \text{Im}(Z_{1d-1}) \cdot$$

$$\text{Im}(\Delta_d) \cdot \dots \cdot ((d) \bmod 2) \cdot (\varepsilon + |Z_{1d-1}|)^{-1}$$

та парні

$$X_{3d} = \text{Re}(Z_{1d-1}) \cdot \text{Re}(\Delta_{1d}) + \text{Im}(Z_{1d-1}) \cdot$$

$$\text{Im}(\Delta_{1d}) \cdot \dots \cdot (-(i+1) \bmod 2) \cdot (\varepsilon + |Z_{1i-1}|)^{-1}$$

оцінки d-их,  $d = 1, 2, 3, \dots$  виборок і перевірочних величин, що включають первинні оцінки  $\hat{X}_i^{(1)}$ ,

$\hat{X}_{k+h}^{(1)}$  виборок  $X_i, i = \overline{1, k}$ , і перевірочних величин

$$X_{k+h}, h = \overline{1, r}.$$

Винахід (передбачуване) ставиться до області передачі повідомлень і може бути використане в системах телевимірювання, телекеруванні, зв'язку і в обчислювальній техніці.

Відомі безперервні й дискретні способи передачі повідомлень  $[1, \dots, 4]$  і ін]. Останні полягають у тому, що з переданого повідомлення  $X(t)$ ,  $|X(t)| < b = \text{const}$ , одержують і запам'ятовують

вибірки (вибіркові значення)  $X_i, i = \overline{1, k}$  із кроком дискретизації  $T < 1/2f_v$  (або інші сукупності елементів повідомлення, у загальному випадку, за допомогою яких може бути представлений поточний відрізок повідомлення),  $f_v$  - верхня гранична частота повідомлення, вибірки передають за допомогою аналогових імпульсних (дискретних за часом) видів модуляції (амплітудної, фазової, частотної і ін.) у прийомному пристрої с допомогою детектування

одержують оцінки  $\hat{X}_i^{(1)}, i = \overline{1, k}$ , вибірок  $X_i$ , оцінку переданого відрізка повідомлення тривалістю  $kT$  одержують у вигляді ряду Котельникова

$$\hat{X}(t) = \sum_{i=1}^k \hat{X}_i^{(1)} \cdot \frac{\sin \pi f_a(t - iT)}{\pi f_a(t - iT)} \quad \text{шляхом}$$

низькочастотної фільтрації послідовності оцінок

$$\hat{X}_i^{(1)}, i = \overline{1, k}, \text{ вибірок.}$$

Недоліком способів, розглянутих в [1,2,3], є те, що тут має місце значне розширення спектра сигналу, невисоке використання пропускну здатності каналу зв'язку і збільшення граничного відношення сигнал/шум (тобто зниження завадостійкості при недостатніх вхідних значеннях відносини сигнал/шум) [1,2,3].

Найбільш близьким по технічній суті до заявляє способу, що, є обраний як прототип [4,6] спосіб передачі повідомлень за допомогою аналогового кодування [Патент 63008 України, МКИ H04B7/17, H04B7/165, Спосіб передачі повідомлень / В.Н.Бронніков, В.И.Поддубняк].

Сутність прототипу полягає в тому, що з кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення  $X(t)$ , одержують і запам'ятовують  $k$  вибірок  $X_i, i = \overline{1, k}$ ,  $T < 1/2f_v$ ,  $f_v$  -

верхня гранична частота повідомлення, одержують  $r$  перевірочних величин  $X_{k+h}, h = \overline{1, r}$ , відповідно до перевірочного співвідношення

$$X_{k+h} = -[(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2b \cdot q) \bmod 2b] + b, \quad \text{де}$$

постійна величина  $b > |X_i|, i = \overline{1, k}, g_{ik+h} = \overline{0, 1}$  - елементи матриці перевірочних символів,

$$(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2b \cdot q) \bmod 2b - \text{залишок від розподілу}$$

вмісту в дужках на  $2 \cdot b$ , постійна величина

$$2 \cdot b \cdot q \geq \max \left| \sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} \right|, q = k + 2, 3, 4, \dots - \text{ціле число,}$$

вибірки й перевірочні величини передають за допомогою аналогового імпульсного виду модуляції, у прийомному пристрої за допомогою детектування одержують первинні оцінки  $\hat{X}_i^{(1)}$ ,

$\hat{X}_{k+h}^{(1)}$  вибірок  $X_i, i = \overline{1, k}$ , і перевірочних величин

$X_{k+h}, h = \overline{1, r}$  для кожної вибірки  $X_i, i = \overline{1, k}$ , і

перевірочної величини  $X_{k+h}, h = \overline{1, r}$  обчислюють вторинні оцінки

$$\hat{X}_i^{(wh)} = [(-\hat{X}_{k+h}^{(w-1)} + b - \sum_{i=1}^k X_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + X_i^{(w-1h)} + 2b \cdot q) \bmod 2b] - b, h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

$$\hat{X}_{k+h}^{(wh)} = -[(\sum_{i=1}^k X_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + 2b \cdot q) \bmod 2b] + b, h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

одержувані від використання окремо взятого h-го перевірочного співвідношення, обчислюють вторинні оцінки як зважені суми згаданих оцінок

$$\hat{X}_{i\Sigma}^{(w)} = \sum_{h=1}^r a_h \hat{X}_i^{(w-1h)} + a \cdot \hat{X}_i^{(w-1)}, w = \overline{2, m}$$

де  $a_h, h = \overline{1, r}$ ,  $a$  - вагарні коефіцієнти, ітеративне  $m-1$  раз повторюють процес обчислення вторинних оцінок, використовуючи як вхідні величини наступного обчислювального щабля ітеративної процедури вихідні величини попереднього обчислювального щабля, вихідні величини  $\hat{X}_{i\Sigma}^{(m)}$  останнього обчислювального щабля ітеративної процедури використовують для оцінки кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення у вигляді ряду

$$\text{Котельникова, } \hat{X}(t) = \sum_{i=1}^k \hat{X}_i \cdot \frac{\sin \pi f_B(t - iT)}{\pi f_B(t - iT)} \text{ прийняте}$$

повідомлення одержують як безпосередньо наступні один за одним відрізки повідомлення.

Загальне для прототипу й способу, що заявляє, полягає в тім, що з кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення  $X(t)$ , одержують і запам'ятовують  $k$   $X_i$  вибірок,  $i = \overline{1, k}$ ,  $T = 1/2f_b$ ,  $f_b$  - верхня гранична частота повідомлення, одержують  $r$  перевірочних величин  $X_{k+h}$ ,  $h = \overline{1, r}$ , відповідно до перевірочного співвідношення

$$X_{k+h} = -[(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2b] + b \quad \text{де постійна}$$

величина  $b > |X_i|, i = \overline{1, k}$ ,  $g_{ik+h} = \overline{0, 1}$  - елементи матриці перевірочних символів,

$$(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2b \quad \text{залишок від розподілу}$$

вмісту в дужках на  $2 \cdot b$ , постійна величина

$$2 \cdot b \cdot q \geq \max \left| \sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} \right|, q = k + 2, 3, 4 \dots, X_{k+h}, h = \overline{1, r} -$$

ціле число, для кожної вибірки  $X_i, i = \overline{1, k}$ ,  $i$  перевірочної величини обчислюють вторинні оцінки

$$\hat{X}_i^{(wh)} = [(-\hat{X}_{k+h}^{(w-1)} + b - \sum_{i=1}^k \hat{X}_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + \hat{X}_i^{(w-1h)} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2b] - b, h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

$$\hat{X}_{k+h}^{(jw)} = -[(\sum_{i=1}^k \hat{X}_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2b] + b, h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

одержувані від використання окремо взятого  $h$ -го перевірочного співвідношення, обчислюють вторинні оцінки як зважені суми згаданих оцінок

$$\hat{X}_{i\Sigma}^{(w)} = \sum_{h=1}^r a_h \hat{X}_i^{(w-1)} + a \hat{X}_i^{(w-1)}, w = \overline{2, m}$$

де  $a_h, h = \overline{1, r}$  - вагарні коефіцієнти, ітеративно  $m-1$  раз повторюють процес обчислення вторинних оцінок, використовуючи як вхідні величини наступного обчислювального щабля

ітеративної процедури вихідні величини попереднього обчислювального щабля, вихідні величини  $\hat{X}_{i\Sigma}^{(m)}$  останнього обчислювального щабля ітеративної процедури використовують для оцінки кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення у вигляді ряду

$$\text{Котельникова } \hat{X}(t) = \sum_{i=1}^k \hat{X}_i \cdot \frac{\sin \pi f_B(t - iT)}{\pi f_B(t - iT)}, \text{ прийняте}$$

повідомлення одержують як безпосередньо наступні один за одним відрізки повідомлення.

Недоліком відомого способу є те, що тут має місце додаткове розширення спектра сигналу  $\Delta f$ , невисоке використання пропускної здатності каналу зв'язку й збільшення граничного відношення сигнал/шум  $\rho_p$  (тобто зниження завадостійкості при невисоких вхідних відносинах сигнал/шум  $\rho$ ). Це є наслідком необхідності використання імпульсних видів модуляцій [4], які є нелінійними перетвореннями сигналу й тому мають високу частотну надмірність  $\alpha = \Delta f / f_b$ , низьку інформаційну ефективність  $\eta$  і мають граничну властивість [1,2,3].

В основі винаходу - удосконалення способу передачі повідомлень за допомогою аналогового кодування (Способу передачі повідомлень [4,6]) шляхом введення імпульсної відносної квадратурної балансової модуляції. Остання була невідома й не використалася, тому що в цьому не було необхідності. Це вдосконалення забезпечує можливість мати більше низьке граничне відношення сигнал/шум (більшу завадостійкість) і меншу ширину спектра сигналу, отже, більше високе використання пропускної здатності каналу зв'язку [1,2,3].

Відзначений технічний результат досягається тим, що у відомий спосіб передачі повідомлень, що складає в тім, що з кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення  $X(t)$ ,

одержують і запам'ятовують  $k$  вибірок  $X_i, i = \overline{1, k}$ ,  $T \leq 1/2f_b$ ,  $f_b$  - верхня гранична частота повідомлення, одержують  $r$  перевірочних величин  $X_{k+h}$ ,  $h = \overline{1, r}$ , відповідно до перевірочного співвідношення

$$X_{k+h} = -[(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2b] + b \quad \text{де постійна}$$

величина  $b > |X_i|, i = \overline{1, k}$ ,  $g_{ik+h} = \overline{0, 1}$  - елементи матриці перевірочних символів,

$$(\sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2b \quad \text{- залишок від розподілу}$$

вмісту в дужках на  $2 \cdot b$ , постійна величина

$$2 \cdot b \cdot q \geq \max \left| \sum_{i=1}^k X_i \cdot g_{ik+h} \right|, q = k + 2, 3, 4 \dots \quad \text{- ціле число,}$$

для кожної вибірки  $X_i, i = \overline{1, k}$ ,  $i$  перевірочної величини,  $X_{k+h}, h = \overline{1, r}$  обчислюють вторинні оцінки

$$\hat{X}_i^{(wh)} = [(-\hat{X}_{k+h}^{(w-1)} + b - \sum_{i=1}^k X_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + \\ + X_i^{(w-1h)} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2 \cdot b] - b, h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

$$\hat{X}_{k+h}^{(wh)} = -[(\sum_{i=1}^k X_i^{(w-1)} \cdot g_{ik+h} + 2 \cdot b \cdot q) \bmod 2 \cdot b] + b,$$

$$h = \overline{1, r}, w = \overline{2, m}$$

одержувані від використання окремо взятого  $h$ -го перевірного співвідношення, обчислюють

$$\hat{X}_{i\Sigma}^{(w)} = \sum_{h=1}^r a_h X_i^{(w-1)} + a \cdot X_i^{(w-1)}, w = \overline{2, m} \quad \text{вторинні}$$

оцінки як зважені суми згаданих оцінок, де

$a_h, h = \overline{1, r}$ ,  $a$  - вагарні коефіцієнти, ітеративно  $m-1$  раз повторюють процес обчислення вторинних оцінок, використовуючи як вхідні величини наступного обчислювального шабля ітеративної процедури вихідні величини попереднього обчислювального шабля, вихідні величини у  $\hat{X}_{i\Sigma}^{(m)}$  останнього обчислювального шабля ітеративної процедури використовують для оцінки кожного чергового відрізка тривалістю  $kT$  переданого повідомлення у вигляді ряду Котельникова

$$\hat{X}(t) = \sum_{i=1}^k \hat{X}_i \cdot \frac{\sin \pi f_B(t - iT)}{\pi f_B(t - iT)}, \text{ прийняте повідомлення}$$

одержують як безпосередньо наступні один за одним відрізки повідомлення тривалістю  $kT$ , відповідно до винаходу уведений наступні істотні ознаки: послідовності одержуваних  $d$ -их,  $d=1, 2, 3, \dots$ ,  $X_d$ -их вибірок і перевірок величин перетворюють у послідовності  $d$ -их комплексних сум

$$Z_d = X_d \cdot \exp(j \cdot (\arg(Z_{d-1} + \varepsilon) + 0,5 \cdot \pi \cdot ((d+1) \bmod 2) + \\ + \sum_{g=d-m-1}^{d-1} Z_g \cdot m^{-1} - b - j \cdot b$$

де  $0 < \varepsilon < 0,01$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $m=2, 3, \dots$ , роблять балансову модуляцію копій гармонійного коливання, зрушених по фазі на  $\pi/2$ , реальної  $\text{Re}(Z_d)$  і мнімої  $\text{Im}(Z_d)$  частинами комплексних сум  $Z_d$  у плинні кожного  $d$ -го відрізка часу тривалості  $T \cdot k/n$ , балансно-модульовані коливання підсумують, фільтрують і підсилюють у смуговому підсилювачі, вихідний сигнал якого через лінію зв'язку й лінійний тракт радіоприймального пристрою передають у два синхронних детектори, де сигнал детектують з допомогою двох гармонійних коливань, що відрізняють від використовуваних для балансової модуляції фазовим зрушенням  $\phi_0$ , за допомогою дискретизації вихідних сигналів синхронних детекторів одержують оцінки реальної  $\text{Re}(Z_{1d})$  і мнімої  $\text{Im}(Z_{1d})$ , відповідно, частин комплексних сум  $Z_{1d} = Z_d \cdot \exp(j \cdot (\arg(Z_d + \varepsilon) + \phi_0))$  одержують різниці оцінок комплексних сум  $\Delta_d = Z_{1d} - Z_{1d-1}$ , й їх зрушених на  $\pi \cdot 0,5$  по фазі копій

$$\Delta_{1d} = |\Delta_d| \cdot \exp(j \cdot (\arg(Z_d + \varepsilon) + 0,5 \cdot \pi)), \quad \text{де}$$

$$Z_{1d} = \text{Re}(Z_{1d}) + j \cdot \text{Im}(Z_{1d}) \quad \text{непарні}$$

$$X_{2d} = \text{Re}(Z_{1d-1}) \cdot \text{Re}(\Delta_d) + \text{Im}(Z_{1d-1}) \cdot$$

$$\cdot \text{Im}(\Delta_d) \cdot \dots \cdot ((d) \bmod 2) \cdot (\varepsilon + |Z_{1d-1}|)^{-1}$$

і парні

$$X_{3d} = \text{Re}(Z_{1d-1}) \cdot \text{Re}(\Delta_{1d}) + \text{Im}(Z_{1d-1}) \cdot$$

$$\cdot \text{Im}(\Delta_{1d}) \cdot \dots \cdot (-(i+1) \bmod 2) \cdot (\varepsilon + |Z_{1i-1}|)^{-1}$$

оцінки  $d$ -их,  $d=1, 2, 3, \dots$ , вибірок і перевірок величин, що включають первинні оцінки  $\hat{X}_i^{(1)}$ ,

$\hat{X}_{k+h}^{(1)}$  вибірок  $X_i$ ,  $i = \overline{1, k}$  і перевірок величин

$$X_{k+h}, h = \overline{1, r}$$

Формування з вибірок і перевірок величин комплексних чисел так, що знову одержуване число є сумою середньоарифметичного значення  $m$  попередніх чисел і добутку чергової переданої величини й комплексного середньоарифметичного  $m$  попередніх чисел з одиничним модулем і зі сдвігом фази на  $\pi/2$  або без зрушення, залежно від парності вибірок і перевірок величин, разом з використанням балансової модуляції квадратурних складових гармонійного коливання реальною й мнімою частинами комплексних чисел забезпечує реалізацію відносного принципу передачі однієї радіопосилкою двох параметрів сигналу. Це приводить до скорочення ширини спектра сигналу  $\Delta f$  у два рази, що видно з виражень для оцінок  $X_{2d}$  й  $X_{3d}$ , коли  $d \gg 1$ , (тут  $\alpha=1$ ), незалежності передачі повідомлення від випадкового зрушення фази в каналі зв'язку, усуненню граничної властивості й збільшенню інформаційної ефективності  $\eta$  модему до максимального значення (1) [2]. Тому тут ефективно збільшується завадостійкість.

На Фіг.1 представлена структурна схема пристрою, у якому реалізується запропонований спосіб передачі повідомлень. Пристрій містить аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) 1, 28, лінійний тракт радіоприймального пристрою (ЛТРПУ) 2, амплітудний детектор 3, погоджений фільтр 4, блоки пам'яті 5, 18, блоки керування 6, 8, блок фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) 7, що синхронізується генератор імпульсів 9, блоки обчислення 10, 13, генератор гармонійного коливання 11, синхронні детектори 12, 22, цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) 14, 15, 19, фазообертачі на  $\pi/2$  16, 17, балансові модулятори 20, 21, фільтр нижніх частот 23, суматор 24, смуговий підсилювач 25, лінію зв'язку 26, комутатор 27.

Робота пристрою відбувається під керуванням блоків керування 6, 8 і полягає в наступному. В АЦП 1 з переданого повідомлення  $x(t)$  одержують і запам'ятовують у блоці пам'яті 5 його вибірки

$X_i, i = \overline{1, k}$ , з кроком дискретизації  $T$ , обраним відповідно до теореми Котельникова. У блоці 10, використовуючи отримані в АЦП 1 значення розрядів двійкового коду, обчислюють і запам'ятовують у блоці пам'яті 5 перевірок

величини. Тут же запам'ятовують послідовності значень синхросигналу. За допомогою блоків 5 й 10 послідовності одержуваних  $d$ -их,  $d=1, 2, 3, \dots$ , вибірок і перевірок величин перетворюють у послідовності  $d$ -их комплексних сум  $Z_d$ . Останні послідовності перемежуються з послідовностями значень синхросигналу за допомогою блоків 5, 6 для можливості забезпечення синхронізації роботи блоку керування 8. У ЦАП 14, 15 цифрові вихідні сигнали блоку пам'яті 5 перетворюють в аналогові перед їхньою подачею в балансові модулятори 20, 21. В останні роблять модуляцію реальної  $\text{Re}(Z_d)$  і мнимі  $\text{Im}(Z_d)$  частинами комплексних сум  $Z_d$  у пліні кожного  $d$ -то відрізка часу тривалості  $T \cdot k/n$  копій гармонійного коливання генератора 11, зрушених по фазі на  $\pi/2$  за допомогою фазообертача 16. У блоках 20, 21 також роблять модуляцію аналоговими значеннями синхросигналу. Балансно-модульовані коливання підсумують у суматорі 24, фільтрують і підсилюють у смуговому підсилювачі 25, вихідний сигнал якого через лінію зв'язку 26 і ЛТРПУ 2 передають у два синхронних детектори 12, 22. В останні для детектування передаються, відповідно, відновлене (з точністю до фазового зрушення  $\phi_0$ ) У блоках ЛТРПУ 2 і ФАПЧ 7 коливання генератора 11 і його копію, зрушену по фазі на  $\pi/2$  у фазообертачі 17. Сигнал синхронізації блоку керування 8 формується за допомогою послідовно з'єднаних амплітудного детектора 3, погодженого фільтра 4 і синхронізуємого генератора імпульсів 9. Вихідні сигнали синхронних детекторів 12, 22 через комутатор 27 передають в АЦП 28, де за допомогою дискретизації вихідних сигналів синхронних детекторів одержують у цифровій формі оцінки реальної  $\text{Re}(Z_{1d})$  і мнимі  $\text{Im}(Z_{1d})$  відповідно частин комплексних сум  $Z_{1d}$ . Ці частини запам'ятовують у блоці пам'яті 18, і вони є вихідним сигналом для обчислень у блоці 13, де обчислюють: оцінки  $d$ -их,  $d=1, 2, 3, \dots$ , вибірок і перевірок величин, які включають первинні оцінки  $\hat{X}_i^{(1)}$  вибірок  $X_i, i=\overline{1, k}$ , і перевірок

величин  $X_{k+h}, h=\overline{1, r}$  тут же обчислюють оцінки  $\hat{x}_i = \hat{X}_{i\Sigma}^{(m)}$  вибірок. Останні в ЦАП 19 перетворюють в сигнал ступінчастої форми, зображений на Фіг.2, де  $X_{2i}$  і  $X_{3i}$  - імпульси, відповідні, відповідно, непарній і парній вибіркам і перевірок величин (модель послідовності їх тут позначена через  $X_i$ ). Згладжування сигналу ступінчастої форми у фільтрі нижніх частот 23 дає оцінку переданого повідомлення  $\hat{X}(t)$ .

Викладене вище свідчить про новизну, досягнення зазначеного технічного результату, підтверджує можливість здійснення винаходу, що може бути використане в області зв'язку, телекерування, телевимірювання, телебачення й обчислювальної техніки.

Джерела інформації

1. Каллер М.Я., Фомин А.Ф. Теоретические основы транспортной связи. - М.: Транспорт, 1989.- 383с.

2. Зюко А. Г., Кловский Д.Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. - М.: Радио и связь, 1986. - 304с.

3. Фомин А.Ф. Помехоустойчивость систем передачи непрерывных сообщений. М., Сов. радио, 1975.-352с.

4. Патент 63008 Украины, МКИ H04B7/17, H04B7/165, Спосіб передачі повідомлень / В.Н.Бронников, В.И.Поддубняк. - Заявлено 13.11.2000, опубліковано 15.01.2004, Бюл. №1.

5. Колесник В.Д., Мирончиков Е. Т. Декодирование циклических кодов. - М.: Связь, 1968. - 251с.

6. Бронников В.Н. и Поддубняк В.И., Эффективность передачи сообщений с помощью аналогового кодирования // Радиоэлектроника (Изв. высш. учеб. заведений). - 2004 -№12.

