УДК 621.396.2.019.4

В. Ф. ЄРОХІН, д-р техн. наук, В. М. РАЄВСЬКИЙ, канд. техн. наук

СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ОПТИМАЛЬНОГО РОЗДІЛЯННЯ ДВОСТАНОВИХ ВЗАЄМНОЗАВАЖАЮЧИХ ГЕТЕРОХРОННИХ СИГНАЛІВ ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Одна з домінуючих причин погіршення якості радіозв'язку в будь-якому діапазоні хвиль у довільних користувачів - стрімке зростання внутрішньо системних та позасистемних завад, що обумовлені обмеженістю частотного ресурсу з одночасним зростанням інтенсивності його використання. Проблема нестачі частотного ресурсу особливо гостро проявляється за форс-мажорних обставин – при забезпеченні зв'язку під час виконання миротворчих місій, проведення контртерористичних операцій в густонаселених районах і т.і., тобто, в ситуаціях, коли контроль за використанням частот утруднений, неможливий або нерезультативний. В цілому досвід використання радіоресурсу в останні десятиріччя свідчить про зростання впливу навмисних та ненавмисних завад, що подібні до корисного сигнала. При цьому зазначимо також, що на сучасному етапі розвитку радіоканальних складових телекомунікаційних систем корисний сигнал і ненавмисні завади виявляються переважно або навіть виключно цифровими.

Можливість розв'язання задач розробки якісно нових засобів та систем радіозв'язку, що спроможні забезпечувати передачу цифрової інформації в умовах впливу завад, подібних корисному цифровому сигналу (ЦС), обумовлюється такими чинниками:

1) Зазначена галузь розглядається в сукупності теорій під загальною назвою Multiuser Detection (рос. "многопользовательское детектирование") [1, 2] що на мові статті звучить дещо незграбно – "багатокористувачеве детектування" (БД), але представляється зручним для розуміння предмету обговорення. Ця дисципліна та її наближення орієнтовані переважно на розділяння відносно великої кількості сигналів абонентів за умови апріорного знання множин кодових комбінацій кожного з взаємозаважаючих широкосмугових ЦС [1-4]. Як наслідок, це вимушує пропонувати підоптимальні алгоритми розділяння та обмежує застосування переважно в цівільній сфері діяльності, де є припустимим суттєве зростання складності та вартості обладнання базових станцій;

2) Одним з перспективних інструментів проектування таких засобів є статистична теорія розділяння ЦС [2, 5]. Вона є базовою складовою загальної теорії БД та водночас проблематичною з позиції практичної цінності при великій кількості користувачів, але дозволяє виконувати синтез алгоритмів демодуляції, оптимальних за критерієм мінімуму середньої імовірності помилки на інформаційний дискретний символ корисного сигналу (точніше, кожного з сигналів, що підлягають розділянню). Завдяки цьому зазначена теорія дозволяє одержувати алгоритми демодуляції, що допускають прозоре фізичне трактування і, як наслідок – полегшення процедур їх редукційного перетворення до виду, що спрощує (уможливлює) фізичну (інженерну) реалізацію. Прикладом використання методів статистичної теорії розділяння невеликої кількості ЦС є робота [6] де запропоновано спільне використання методів вищезазначеної теорії та теорії фільтрації дискретно-неперервних марківських процесів. В цій роботі одержаний алгоритм демодуляції двостанового ФМ-2 сигналу, що спостерігається на фоні подібної йому ФМ завади і деякої кількості неманіпульованих завад. Але в [6] питання щодо розділяння ЦС за умов застосування інших видів інформаційної модуляції поза межами фазової, не розглядалось.

В цілому, пошук шляхів розробки приймальних пристроїв, що спроможні забезпечити завадостійку демодуляцію корисного ЦС на фоні подібних структурних завад, характеризується невпинним зростанням актуальності.

Метою статті є розробка методу синтезу алгоритмів оптимального когерентного розділяння довільної наперед заданої кількості двостанових взаємозаважаючих цифрових сигналів частотної маніпуляції. За критерій оптимальності вибраний мінімум середньої імовірності помилки на біт у кожному з сигналів, що підлягають розділянню.

Синтез приймальних пристроїв для комбінацій двох синхронних цифрових сигналів основних видів модуляції (амплітудної, фазової та частотної) вже неодноразово проводився [5 - 7], тому виникає необхідність в хоча б мінімальному узагальненні методичного апарату розв'язання подібних задач на довільну кількість двостанових взаємнозаважаючих цифрових сигналів. В загальному випадку для будь-якого виду модуляції таке рішення буде досить громіздким і малоконструктивним [1, 2], тому зконцентруємо свою увагу на розділянні сигналів двостанової частотної маніпуляції. Це можна пояснити її поширеним використанням в радіозасобах не тільки загального користування, але і відомчого радіозв'язку, наприклад, транкінгового.

Модель спостереження довільної кількості взаємносинхронних двостанових рівноімовірних сигналів частотної маніпуляції у найпростішому випадку має вигляд:

$$y_t = \sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right] + n(t), \tag{1}$$

де: $t \in [t_{k-1}, t)$; $k = 0,\ 1,\ 2\ldots$, $S_{ij}(t)$ – попарно (для $i-const$) ортогональні функції, що інтегруються з квадратом, $n(t)$ – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ) з односторонньою спектральною щільністю N_0, $p(r_1 = 1) = p(r_2 = 0) = 0,5$.

Функціонал правдоподібності спостереження вектору дискретних параметрів взаємнозаважаючих цифрових сигналів записується у виді:

$$\Lambda(r_1, \ldots r_M / y_t) \overset{\Delta}{=} K\exp\left(-\frac{1}{N_0}\int_T \left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right]\right]^2 dt\right),$$

де $T = t_k - t_{k-1}$, N_0 – АБГШ.

Тоді для моделі (1) логарифм функціонала правдоподібності буде мати вигляд:

$$-\frac{1}{N_0}\int_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left(r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right)\right]^2 dt =$$

$$= -\frac{1}{N_0}\int_T\left(y_t^2 - 2y_t\sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right] + \sum_{i=1}^{M}\left[r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right]^2 + \right. \tag{2}$$

$$\left. +2\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=i+1}^{M}\left[r_i S_{i2}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right]\left[r_j S_{j1}(t) + (1-r_j)S_{j2}(t)\right]\right)dt.$$

Не беручи до уваги однакові складові, якими в подальшому при формуванні вирішуючого правила можна знехтувати (а саме – y_t^2), з (2) одержуємо:

$$-\frac{1}{N_0}\int_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left(r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right)\right]^2 dt = -\frac{1}{N_0}\int_T\left(2y_t\sum_i\left[r_i S_{i2} + (1-r_i)S_{i2}\right] + \right.$$

$$\left. + \sum_i\left[r_i S_{i1} + (1-r_i)S_{i2}\right]^2 + 2\sum_{i=1}^{M-1}\sum_{j=i+1}^{M}\left[r_i r_j S_{i1}S_{j1} + (1-r_i)(1-r_j)S_{i2}S_{j2}\right]\right)dt. \tag{3}$$

Позначаючи:

$b_i^{(j)} \overset{\Delta}{=} \dfrac{2}{N_0}\displaystyle\int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t S_{ij}(t)dt$ – кореляційне згортання на виході i-го корелятора j-ї посилки "натиснення" ($j = 1$) та "відтиснення" ($j = 0$); $h_i^{2(j)} \overset{\Delta}{=} \dfrac{1}{N_0}\displaystyle\int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{ij}^{\,2}(t)dt \overset{\Delta}{=} \dfrac{P_{ci}^{(j)}T}{N_0}$ – відношення енергії i-го сигналу на j-й посилці на довжині T інформаційного тактового інтервалу до односторонньої спектральної щільності потужності N_0 АБГШ;

$R_{i\nu}^{(j)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N_0}\int\limits_{t_{k-1}}^{t_k} S_{ij}(t)S_{\nu j}(t)dt = \rho\sqrt{h_i^{2(j)}h_\nu^{2(j)}}$ – відношення взаємної енергії корисного та заважаючого сигналу на довжині $T=[t_k - t_{k-1})$ інформаційної посилки до односторонньої спектральної щільності білого шуму; $i,\nu \in \{1,...,M\}$; $j=\overline{1,\ 2}$; $i\neq\nu$; $T=(t_k - t_{k-1})$, та враховуючи, що при рівних потужностях посилок “0” ($j=0$) та “1” ($j=1$) складові під другою сумою в (3) дорівнюють $h_i^{2(1)} = h_i^{2(2)} \equiv h_i^2$, маємо:

$$-\frac{1}{N_0}\int\limits_T\left[y_t - \sum_{i=1}^{M}\left(r_i S_{i1}(t) + (1-r_i)S_{i2}(t)\right)\right]^2 dt =$$

$$=\sum_{i=1}^{M}\left[r_i b_i^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + \sum_{i=1}^{M}h_i^2 + 2\sum_{i=1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right].$$

Вирішуюче правило в загальному виді має вигляд [7, 8]:

$$r_\nu^* = rect\left[\left(\Lambda(r_1,...r_\nu = 1,...r_M / y_t) - \Lambda(r_1,...r_\nu = 0,...r_M / y_t)\right)\right]; \quad (4$$

де $rect(x\geq 0) = 1$; $rect(x<0)=0$.

Відповідно, функціонал правдоподібності стану дискретного параметру корисного цифрового сигналу, що дорівнює стану “1”:

$$\Lambda(r_1,...r_\nu = 1,...r_M / y_t) =$$

$$=\sum_{r_1=0}^{1}...\sum_{r_{\nu-1}=0}^{1}\sum_{r_{\nu+1}=0}^{1}...\sum_{r_M=0}^{1}\exp\left(\sum_{i=1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + b_\nu^{(1)} + \sum_{i=1}^{M}h_i^2 + \right. \quad (5$$

$$\left. +2\sum_{i=1}^{1}\sum_{k=i+1}^{1}...\sum_{i=\nu+1}^{1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right] + 2\sum_{k=1}^{M} r_k R_{\nu k}^{(1)}\right); r_\nu = 1, \nu\in\overline{1,M}, r_\nu = 1, k\neq\nu$$

Функціонал правдоподібності стану дискретного параметру корисного цифрового сигналу, що дорівнює стану “0”:

$$\Lambda(r_1,...r_\nu = 0,...r_M / y_t) =$$

$$=\sum_{r_1=0}^{1}...\sum_{r_{\nu-1}=0}^{1}\sum_{r_{\nu+1}=0}^{1}...\sum_{r_M=0}^{1}\exp\left(\sum_{i=1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + b_\nu^{(2)} + \sum_{i=1}^{M}h_i^2 + \right. \quad (6$$

$$\left. +2\sum_{i=1}^{\nu-2}\sum_{k=i+1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right] + 2\sum_{k=1}^{M}(1-r_k)R_{\nu k}^{(2)}\right); r_\nu = 0, \nu\in\overline{1,M}, k\neq\nu.$$

Не беручи тут до уваги однакові енергетичні складові вигляду $\sum_{i=1}^{M}h_i^2$, які взаємно знищаться при складанні функціоналів правдоподібності, та підставивши вирази (5) і (6) в (4) отримуємо:

$$r_\nu^* = rect\left\{-\sum_{r_1=0}^{1}...\sum_{r_{\nu-1}=0}^{1}\sum_{r_{\nu+1}=0}^{1}...\sum_{r_M=0}^{1}\left\{\exp\left(\sum_{i=1}^{\nu-1}\cdot\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + b_\nu^{(1)} + \right.\right.\right.$$

$$\left. +\sum_{i=1}^{\nu-2}\sum_{k=i+1}^{\nu-1}\sum_{i=\nu+1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right] + \sum_{k=1}^{M} r_j R_{\nu k}^{(1)}\right) - \exp\left(\sum_{i=1}^{\nu-1}\sum_{i=\nu+1}^{M}\left[r_i b_1^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + (\right.$$

$$\left.\left.\left. +b_\nu^{(2)} + \sum_{i=1}^{\nu-2}\sum_{k=i+1}^{\nu-1}...\sum_{i=\nu+1}^{M-1}\sum_{k=i+1}^{M}\left[r_i r_k R_{ik}^{(1)} + (1-r_i)(1-r_k)R_{ik}^{(2)}\right] + \sum_{k=1}^{M}(1-r_k)R_{\nu k}^{(2)}\right)\right\}\right\}.$$

Таким чином, з допомогою моделі спостереження в каналі зв'язку (1) отримане вирішуюче правило (7) розділяння довільної кількості двостанових сигналів частотної маніпуляції. Використаємо його для одержання алгоритму оптимального розділяння 2-х гетерохронних сигналів двостанової ЧМ. При цьому будемо вважати, що заважаючий гетерехронний сигнал може бути представлений у виді суми двох взаємно ортогональних заважаючих сигналів на довжині однієї інформаційної посилки корисного сигналу, що пояснюється рис. 1.

Модель спостереження (1) у цьому випадку буде мати вигляд:

$$y_t = \sum_{i=1}^{3}\left[r_1 S_{11}(t) + (1-r_1)S_{12}(t) + r_2 S_{21}(\tau_1) + (1-r_2)S_{22}(\tau_1) + r_3 S_{31}(\tau_2) + (1-r_3)S_{32}(\tau_2)\right] + n(t), \quad (8)$$

де $t \in [t_{k-1}, t_k)$; $\tau_1 \in [t_{k-1}, t'_{k-1})$; $\tau_2 \in [t'_{k-1}, t_k)$; $t'_{k-1} \in (t_{k-1}, t_k)$;

Використовуючи попередні міркування та позначення, аналогічно [6, 10], отримаємо вирішуюче правило:

$$k_b T\, ln\, 2$$

$$r_1^* = rect\left\{\sum_{r_2=0}^{1}\sum_{r_3=0}^{1}\left[\exp\left[\sum_{i=2}^{3}\left[r_i b_i^1 + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + b_1^{(1)} + \sum_{i=1}^{3} h_i^2 + 2\sum_{k=2}^{3} r_k R_{1k}^{(1)}\right] - \right.\right.$$

$$\left.\left. -\exp\sum_{i=2}^{3}\left[r_i b_i^{(1)} + (1-r_i)b_i^{(2)}\right] + b_1^{(2)} + \sum_{i=1}^{3} h_i^2 + 2\sum_{k=2}^{3}(1-r_k)R_{1k}^{(2)}\right]\right\} = \quad (9)$$

$$= rect\left[b_1^{(1)} - b_1^{(2)} - \sum_{\nu=2}^{3} Arth\frac{th\left(b_\nu^{(1)} - b_\nu^{(2)}\right)\left[\exp(2R_{1\nu}^{(1)} + 2R_{1\nu}^{(2)}) - ch\left(2R_{1\nu}^{(1)} - 2R_{1\nu}^{(2)}\right)\right] + sh(2R_{1\nu}^{(1)} - 2R_{1\nu}^{(2)})}{\exp(2R_{1\nu}^{(1)} + 2R_{1\nu}^{(2)}) - ch(2R_{12}^{(1)} - 2R_{1\nu}^{(2)}) - th(b_\nu^{(1)} - b_\nu^{(2)})sh(2R_{1\nu}^{(1)} - 2R_{1\nu}^{(2)})}\right]$$

Рис. 1

Структурну схему демодулятора, що реалізує оптимальне розділяння двух гетерохронних сигналів двостанової ЧМ, зображено на рис. 2. На рис. 3 показано структурну схему демодулятора оптимального розділяння двох гетерохронних сигналів двостанової частотної маніпуляції

При отриманні вирішуючого правила у виді (9) використана тотожність [8]: $Arth\frac{\alpha\chi + \beta\gamma}{\beta\chi + \alpha\gamma} \equiv Arth\frac{(\alpha/\beta) + (\gamma/\chi)}{1 + (\alpha/\beta)(\gamma/\chi)} = Arth(\alpha/\beta) + Arth(\gamma/\chi)$, якщо тільки $\beta\chi > 0$.

Тут

$$\alpha \stackrel{\Delta}{=} th\left(b_2^{(1)} - b_2^{(2)}\right)\left[\exp\left(2R_{12}^{(1)} + 2R_{12}^{(2)}\right) - ch\left(2R_{12}^{(1)} - 2R_{12}^{(2)}\right)\right] + sh\left(2R_{12}^{(1)} - 2R_{12}^{(2)}\right);$$

$$\beta \stackrel{\Delta}{=} th\left(b_3^{(1)} - b_3^{(2)}\right)\left[\exp\left(2R_{13}^{(1)} + 2R_{13}^{(2)}\right) - ch\left(2R_{13}^{(1)} - 2R_{13}^{(2)}\right)\right] + sh\left(2R_{13}^{(1)} - 2R_{13}^{(2)}\right);$$

$$\chi \overset{\Delta}{=} \exp\left(2R_{13}^{(1)} + 2R_{13}^{(2)}\right) - ch\left(2R_{13}^{(1)} - 2R_{13}^{(2)}\right) - th\left(b_3^{(1)} - b_3^{(2)}\right) sh\left(2R_{13}^{(1)} + 2R_{13}^{(2)}\right);$$

$$\gamma \overset{\Delta}{=} \exp\left(2R_{12}^{(1)} + 2R_{12}^{(2)}\right) - ch\left(2R_{12}^{(1)} - 2R_{12}^{(2)}\right) - th\left(b_2^{(1)} - b_2^{(2)}\right) sh\left(2R_{12}^{(1)} + 2R_{12}^{(2)}\right).$$

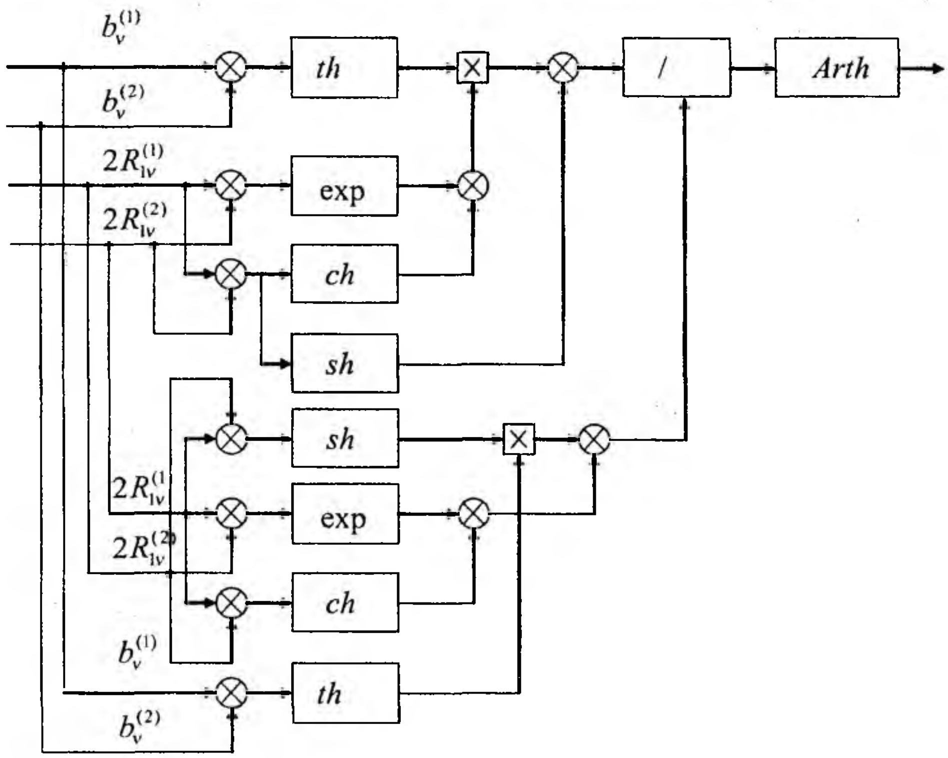

Рис. 2

У виразі (9) використано позначення:

$$b_1^{(j)} \overset{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_t S_{1j}(t)dt; \; b_2^{(j)} \overset{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t'_{k-1}} y_t S_{2j}(t)dt; \; b_3^{(j)} \overset{\Delta}{=} \frac{2}{N_0} \int_{t'_{k-1}}^{t_k} y_t S_{3j}(t)dt;$$

$$h_1^{2(j)} \equiv h_1^2 \overset{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t_k} S_{2j}^2(t)dt; \; h_2^{2(j)} \equiv h_2^2 \overset{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t'_{k-1}} S_{2j}^2(t)dt; \; h_3^{2(j)} \equiv h_2^2 \overset{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t'_{k-1}}^{t_k} S_{3j}^2(t)dt;$$

$$R_{12}^{(j)} \overset{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t_{k-1}}^{t'_{k-1}} S_{1j}(t) S_{2j}(t)dt = \rho_{12}^{(j)} \sqrt{h_1^2 h_2^2}; \; R_{13}^{(j)} \overset{\Delta}{=} \frac{1}{N_0} \int_{t'_{k-1}}^{t_k} S_{1j}(t) S_{3j}(t)dt = \rho_{13}^{(j)} \sqrt{h_1^2 h_3^2}.$$

Таким чином, в статті викладений метод синтезу алгоритмів оптимального розділяні двостанових взаємнозаважаючих цифрових сигналів ЧМ. З використанням розробленого м тоду у якості прикладу одержаний алгоритм оптимального розділяння 2-х гетерохронних Ч сигналів. Цей алгоритм є узагальненням одержаного раніше алгоритму розділяні взаємнозаважаючих синхронних ЦС [7].

При реалізації алгоритму в цілому для оцінки вектору неперервних супутніх параметр можна застосовувати методи теорії нелінійної фільтрації подібно тому, як це виконано в [при розділянні взаємозаважаючих сигналів ФМ2, або евристичний інженерний підхід [9].

Якщо замінити сигнали в моделі спостереження (1) більш досконалими, можна одерж ти алгоритми розділяння (приймання) відповідних сигналів частотної модуляції з непер рвною фазою, мінімальної або гаусівської модуляції і т.і. В усіх таких випадках очікуєть збереження основної їх відмінності – наявність класичної процедури демодуляції [10, 1 і адитивно пов'язаної з нею процедури формування компенсуючого впливу в аргументі ві рішуючого правила, як це має місце в (7), (9).

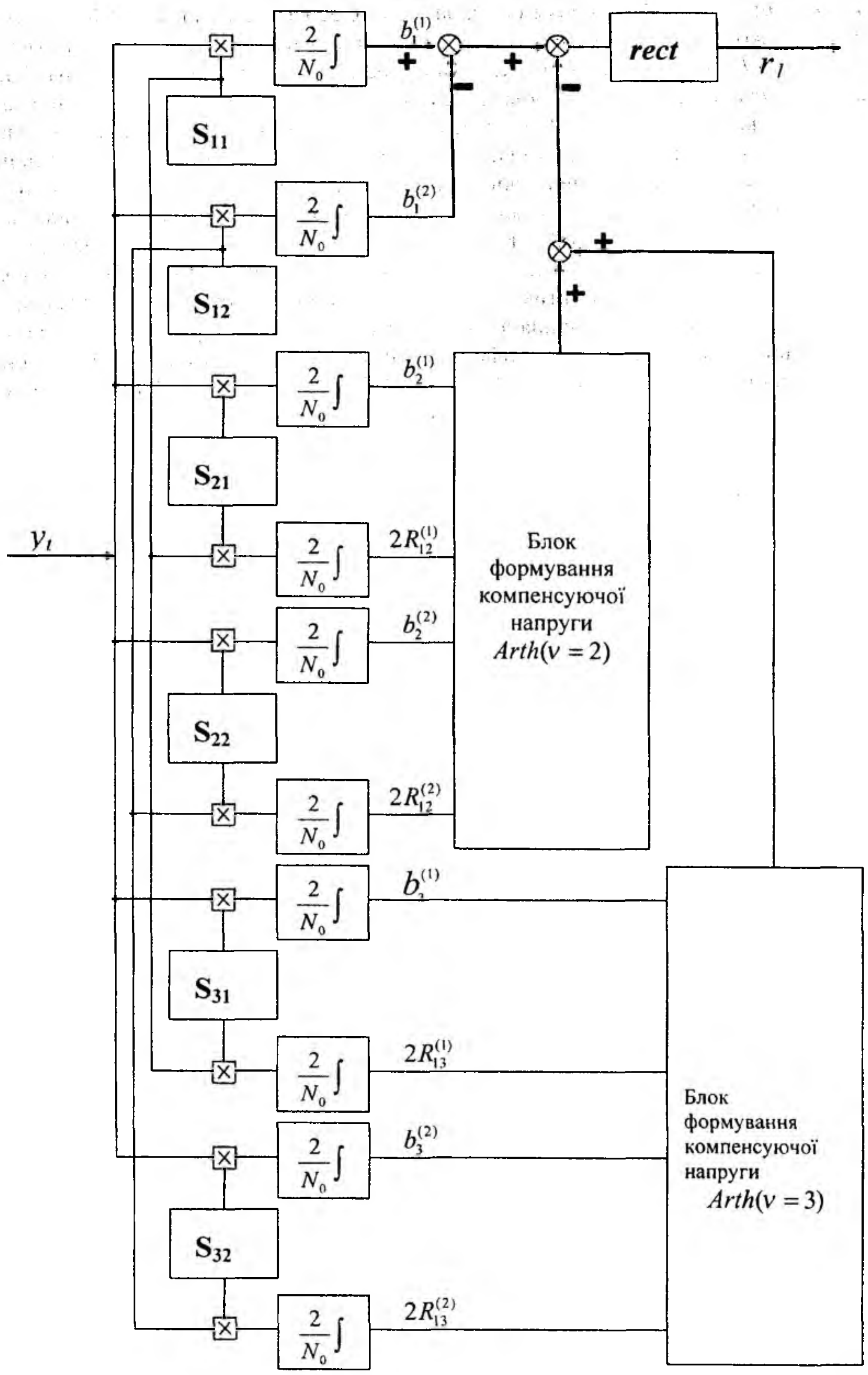

Рис. 3

Напрямком подальшого дослідження выдносно вирішеної тут часткової задачі синтезу є аналіз завадостійкості одержаного алгоритму (розрахунку середньої імовірності помилки в оцінці дискретного параметра корисного сигналу) та дослідження її залежності від співвідношення параметрів τ_1 та τ_2 (яке можна назвати показником гетерохроності сигналів), від точності оцінок їх неперервних параметрів, похибок апаратурної реалізації та ін.

Список літератури: 1. *Verdu S.* Multiuser detection – cambrige University Press, 1998. 2. *Бобровский В. И.* многопользовательское детектирование / Под ред. Д. Л.Бураченко. Ульяновск: Изд-во "Вектор-С", 2007. 348 с. 3. *Гепко И. А.* Многопользовательский прием в CDMA: теория и методы // Зв'язок. 2000. №4. С. 17-23. 4. *Гепко И. А.* Многопользовательский прием в CDMA: квазиоптимальные стратегии и вычислительная сложность // Зв'язок. 2000. №5. С. 21-26. 5. *Ерохин В. Ф.* Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов. К.: КВВИУС, 1993. 132 с. 6. *Ерохин В. Ф., Соловей О. Г.* Сумісна фільтрація дискретно-неперервних та неперервних марківських процесів // Радиотехника. 2007. № 149. С. 156-163. 7. *Раєвський В. М.* Методика синтезу алгоритму демодуляції взаємнозаважаючих сигналів частотної маніпуляції // Наук.-техн. конф. ЖВІРЕ "Наукові проблеми розробки, модернізації та застосування інформаційних систем космічного і наземного базування". Житомир, 2004 С. 81. 8. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1981. 720 с. 9. *Ерохін В. Ф Раєвський В. М.* Подолання апріорної невизначеності параметрів при демодуляції взаємозаважаючих частотноманіпульованих цифрових сигналів // Радіотехніка. 2006. № 144. С. 208-216. 10. *Клюев Н. И.* Основы теории связи. Л.: ВАС, 1985. 262 с. 11. *Филиппов Л. И.* Теория передачи дискретних сигналов: Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1981. 176 с.

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 03.10.2008