

В.О. Балашов, Л.М. Ляховецький, В.В. Пантелєєв*
ДП “Одеський науково-дослідний інститут зв’язку”;
*ТОВ “ТЕЛНЕТ”

КВАЗІОПТИМАЛЬНИЙ АЛГОРИТМ ВИДІЛЕННЯ ТАКТОВОГО КОЛИВАННЯ У КОГЕРЕНТНОМУ ПРИЙМАЧІ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ АФМ-СИГНАЛІВ

© Балашов В.О., Ляховецький Л.М., Пантелєєв В.В., 2010

На основі теорії оптимальної нелінійної фільтрації дискретно-неперервних марковських процесів у модифікованому полігауссовському наближенні апостеріорної щільності ймовірності супутніх параметрів, що оцінюються, розв’язана задача синтезу та виконано аналіз квазіоптимального алгоритму виділення тактового коливання зі зворотним зв’язком за рішення щодо когерентного приймача багатопозиційних АФМ-сигналів.

On the basis of the Markovian theory of an optimal nonlinear filtering in modified polygauss approximation a posteriori density of probability the task of synthesis and analysis of quasioptimal algorithm timing recovery with feedback on decision in coherent receiver of M-ary alphabets APK-signal is decided.

Вступ. Центральне місце в теорії статистичної радіотехніки [1–7] продовжують займати проблеми оптимальної фільтрації умовних марковських процесів, у яких оцінювані корисні дискретно-неперервні параметри, як правило, нелінійно залежать від переданого повідомлення. При цьому використовують дуже конструктивний і поширений підхід гауссівського наближення апостеріорної щільності ймовірності (АЩІ) параметрів фільтрації. Використання такого методу обмежене низькою умов щодо унімодальності апостеріорного розподілу та значним відношенням сигнал/шум у каналі зв’язку для забезпечення високої вірогідності прийняття рішення про інформаційні символи. Останнє дає змогу звести стохастичне інтегро-диференціальне рівняння Стратоновича [1] у часткових похідних для унімодального виду АЩІ до еквівалентної системи стохастичних диференціальних рівнянь для числових параметрів [4]. У разі невиконання зазначених умов алгоритми фільтрації стають малоефективними [5] і розв’язуються з використанням полігауссівського наближення апостеріорного розподілу АЩІ при значних витратах в обчислювальних ресурсах [10].

Ця робота поширює результати, які отримані в матеріалах [10–14], на випадок, коли корисний сигнал є багатовимірним марковським процесом, що дає змогу розв’язати багато практичних телекомунікаційних задач. Так, у роботі [16] пропонується вирішення апостеріорної невизначеності в оцінюванні інформаційно корисних дискретно-неперервних параметрів, що полягає в штучній розбивці вектора неперервних параметрів на нерівнозначні наперед відомі інтервали, на кожному з яких спільна АЩІ має не більше від однієї екстремальної точки. Виявлено [17], що кількість інтервалів розбивки дорівнює кількості локальних максимумів АЩІ й однозначно відповідає точкам стійкого стану рівноваги за статистичною дискримінаційною характеристикою (СДХ) адаптивної системи, а границі інтервалів розбивки – точкам хиткого стану рівноваги й апріорно задані складністю формування переданого сигналу.

У наступній статті здійснено синтез квазіоптимального алгоритму роботи виділення тактового коливання, що реалізоване за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки [2–5] на вході вирішальної схеми когерентного приймача широкосмугового модема – високошвидкісного пристрою перетворення сигналів (ППС), призначеного для ефективного передавання цифрових

повідомлень по широкосмугових каналах і трактах проводових і/або радіорелейних систем передачі первинної транспортної мережі Єдиної національної системи зв'язку (ЄНСЗ) України.

Постановка задачі. На етапі синтезу алгоритму виділення тактового синхросигналу будемо широко використовувати поняття аналітичного, в загальному випадку, комплексного сигналу з амплітудно-фазовою модуляцією (АФМ) [16]. На підставі роботи [4] аналоговий АФМ-сигнал на виході безперервного лінійного дисперсійного каналу зв'язку подамо загальною математичною моделлю в аналітичній формі запису, що справедлива на тактовому інтервалі часу T від kT до $(k+1)T$,

$$X(t) = \alpha(t) \cdot \left\{ \sum_{i=k-L/2}^{k+L/2} r[(i-k)T - \tau(t)] m_{v,i} + \xi(t) \right\} \exp\{j[\omega_c t + \varphi_c(t)]\}, \quad (1)$$

де $\alpha(t)$ – частотно-залежний коефіцієнт передачі смугообмеженого каналу зв'язку, що відображає амплітудні зміни прийнятого сигналу; $m_v = a_v + jb_v$ – передані інформаційні символи, що кодуються відповідно до правил складного сигнального сузір'я M -позиційного ансамблю АФМ-сигналу [7], $v = \overline{1, M}$; $r(t) = g(t) + jh(t)$ – комплексний імпульсний відклик низькочастотного еквівалента смугового каналу зв'язку [8], що складається із синфазної I – $g(t)$ та квадратурної Q – $h(t)$ складових, котрі при найквістовській апроксимації з коефіцієнтом згладжування α_N перехідної області обмеженого спектра ($0 \leq \alpha_N \leq 1$) мають відповідно вигляд

$$g(t) = \frac{\sin(2\pi t/T)}{2\pi t/T} \times \frac{\cos(\alpha_N \pi t/T)}{1 - (2\alpha_N t/T)^2},$$

$$h(t) = \frac{1 - \cos(2\pi t/T)}{2\pi t/T} \times \frac{\cos(\alpha_N \pi t/T)}{1 - (2\alpha_N t/T)^2}; \quad (2)$$

$\xi(t) = \xi_I(t) + j\xi_Q(t)$ – комплексний низькочастотний еквівалент флуктуаційного адитивного шуму, що складається із синфазної $\xi_I(t)$ та квадратурної $\xi_Q(t)$ складових; $\varphi_c(t)$ і $\tau(t)$ – невідомі фаза і групова затримка АФМ-сигналу відповідно; $\omega_c(t)$ – частота несучого коливання; L – відносна тривалість міжсимвольної інтерференції (МСІ) у числі тактових інтервалів часу T ; $k = \text{Int}\{t/T\}$ – ціла частина від виразу, що стоїть в дужках $\{t/T\}$.

У більшості практичних випадків при розбудові когерентних приймачів АФМ-сигналів застосовують перетворення вхідного відкоригованого сигналу (1) за допомогою підсилювача з регульованим коефіцієнтом передачі $\alpha^{-1}(t)$ у низькочастотну область [16]

$$Y(t) = \alpha^{-1}(t) \cdot X(t) \cdot \Omega(t), \quad (3)$$

і основане на несинхронній демодуляції на несуче коливання опорного генератора [7]

$$\Omega(t) = \exp\{-j[\omega_o t + \varphi_o(t)]\}, \quad (4)$$

частота якого дорівнює частоті прийнятого сигналу $\omega_o = \omega_c$, а фаза $\varphi_o(t)$ випадкова.

З метою подальшого підвищення технологічності систем передачі даних використовують обробку сигналів у дискретному часі nT , $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номер ітерації (крок дискретизації).

$$Y_n = Y(t = nT, \varphi, \tau) = \left\{ \sum_{i=n-L/2}^{n+L/2} m_{v,i} r[(i-n)T - \tau_n] + \xi_n \right\} \exp(j\varphi_{c,n}), \quad (5)$$

де $\varphi_{c,n}(t) = \varphi_{c,n}(t) - \varphi_{o,n}(t)$ – еквівалентна фазова похибка коливання несучої частоти, стала часу зміни якої набагато більша від тактового інтервалу T слідування інформаційних символів $\tau_\varphi \gg T$, тобто $\varphi_{c,n} \cong \varphi_{c,n-1}$ [5].

Компенсація еквівалентної фазової похибки $\phi_{c,n}$ здійснюється згідно з її оцінювальним значенням, що виділяється традиційною системою несучою синхронізації [6], за допомогою кореляційного алгоритму синхронної демодуляції [7]

$$U_n = U(t = nT, \tau) = Y_n \cdot \exp(-j\phi_{c,n}) = \sum_{i=n-L/2}^{n+L/2} m_{v,i} f[(i-n)T - \tau_n] + \xi_n. \quad (6)$$

В аналітичній моделі прийнятого синхронно демодульованого АФМ-сигналу (6) невідомою залишилася лише групова затримка $\tau_n = \tau(t = nT)$, фільтрація якої пов'язана з проектуванням відповідного виділення тактової синхронізації щодо широкого класу систем тактової синхронізації у когерентних приймачах складних багатопозиційних АФМ-сигналів [4, 5].

Квзіоптимальний алгоритм фільтрації при полімодальності апостеріорної щільності ймовірності. Як впливає з інтегродиференціального рівняння Стратоновича [1], форма АЩІ визначається функціоналом правдоподібності $F^{-1}(t, m_v, \phi, \tau | X_{t_0}^t)$ [12]. Якщо апріорно задані методи формування корисного сигналу m_v , $v = \overline{1, M}$ і функціонал правдоподібності має декілька максимумів, то умовна АЩІ $w(\phi, \tau) \equiv w(t, m_v, \phi, \tau | X_{t_0}^t)$ має виражений полімодальний характер [10].

Як приклад на рис. 1 наведена типова АЩІ $w(\phi, \tau)$ щодо 16-позиційного АФМ-сигналу квадратурно-амплітудної модуляції (КАМ-16) залежно від зміни фази несучого ϕ і затримки тактового τ коливань.

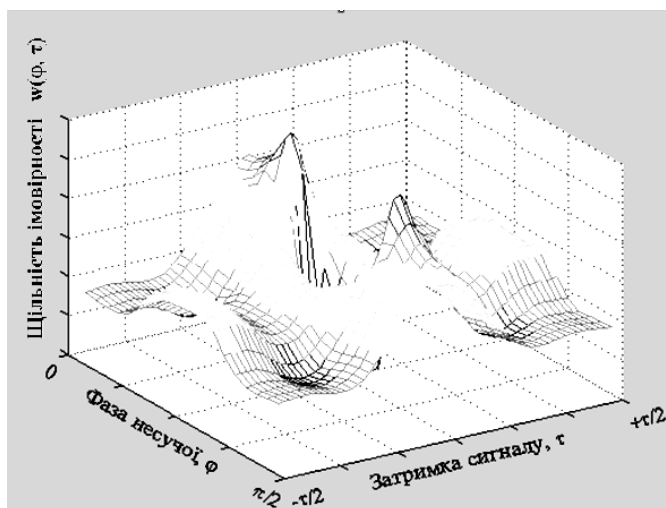


Рис. 1. Умовна АЩІ при сигналі КАМ-16 ($a_N = 0,25$)

Дослідження умовної АЩІ здійснено з використанням об'єктно-орієнтованого імітаційного моделювання в середовищі візуального інженерного оточення Agilent VEE – Visual Engineering Environment (Agilent Technologies, Innovating the HP Way) [9]. З рис. 1 випливає, що гауссівська апроксимація умовної АЩІ недопустима, тому що перше наближене розв'язання рівняння Стратоновича [1, 16] може розміщуватися не поблизу глобального максимуму монотонної функції $w(\phi, \tau)$, а на будь-якому іншому її сплеску, що, своєю чергою, призведе до неправильної оцінки

дискретних інформаційних символів $\hat{m}_v = \hat{a}_v + j\hat{b}_v$ за будь-яким критерієм оптимальності [13, 14].

У роботах [16, 17] ця методологія побічного дослідження багатомодальності функціонала правдоподібності $F(m_v, \tau) \equiv F(t, \hat{m}_v, \phi^*, \tau | X_{t_0}^t)$ з подальшим розрахунком динамічних параметрів адаптивної системи за реальною статистичною характеристикою СДХ

$$\langle D(\tau) \rangle \equiv \langle D(\tau) \rangle_{t,v} = \frac{1}{M} \sum_{v=1}^M \frac{1}{P_S} \left\{ \frac{\partial F(\hat{m}_v, \tau)}{\partial \tau} \right\}, \quad (7)$$

де $P_S = \hat{m}_v \times \overline{\hat{m}_v} = \hat{a}_v^2 + \hat{b}_v^2$ – миттєва потужність оцінки корисного інформаційного сигналу \hat{m}_v .

Введена характеристика $\langle D(\tau) \rangle$ (7) неперервного параметра $\tau(t)$, що підлягає фільтрації, має нулі в екстремальних точках АЩІ $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$. Якщо додатково до цього виконується нерівність $\frac{\partial \langle D(\tau) \rangle}{\partial \tau} \geq 0$, то такі точки є точками стійкого стану рівноваги [10], а якщо $\frac{\partial \langle D(\tau) \rangle}{\partial \tau} < 0$ – хиткого. Отже, локальні максимуми АЩІ $w(\varphi, \tau)$ однозначно визначають точки стійкого стану рівноваги [16], котрі (крім глобальної) є “хибними” точками [17] в СДХ $\langle D(\tau) \rangle$ адаптивних систем.

Наведемо етапи синтезу алгоритмів роботи квазікогерентних приймачів складних АФМ-сигналів за безперервного часу в умовах значних перешкод МСІ з подальшим переходом у дискретні nT -моменти часу, що є поширеним сценарієм цифрової реалізації ітераційних адаптивних пристроїв [7, 17].

Загальним випадком задання невідомої затримки $\tau(t)$ сигналу, що добре описує тимчасову нестабільність генераторного устаткування модема [6–8], є вінерівський процес [1–3]

$$\frac{d\tau}{dt} = \xi_\tau(t) \quad (8)$$

з нульовим середнім значенням $\langle \xi_\tau(t) \rangle = 0$ і δ -функцією кореляції $\langle \xi_\tau(t_1) \xi_\tau(t_2) \rangle = \frac{1}{2} N_\tau \delta(t_2 - t_1)$ при N_τ -рівномірній однобічній спектральній щільності шуму $\xi_\tau(t)$. На практиці такий процес являє собою фазовий джитер [5, 13] – випадкове несистематичне тремтіння фази коливання тактової частоти $f_T = 1/T$.

Стосовно до комплексної аналітичної моделі синхронно демодульованого АФМ-сигналу (6) за умови, що випадкова затримка сигналу $\tau(t)$ не є енергетичним процесом (8), наведемо остаточне диференціальне рівняння для оцінки невідомої затримки коливання тактової частоти $\tau^*(t)$ у безперервному часі [17]

$$\frac{d\tau^*(t)}{dt} = \frac{K_{\tau\tau}}{N_\xi P_S} \operatorname{Re}\{[U(t) - \hat{S}(t)][\overline{\hat{S}(t)}]_\tau'\}; \quad (9)$$

$$\frac{dK_{\tau\tau}}{dt} = \frac{N_\tau}{2} - \frac{K_{\tau\tau}^2}{N_\xi P_S} \operatorname{Im}\{[U(t) - \hat{S}(t)][\overline{\hat{S}(t)}]_\tau''\}.$$

де $\hat{S}(t) = S(t, \hat{m}_v, \tau^*)$ – оцінка корисного сигналу, що сформована в колі зворотного зв'язку з розв'язанням дискретного \hat{m}_v і фільтрацією супутнього безперервного $\tau^*(t)$ параметрів;

$$\hat{S}(t) = S(t, \hat{m}_v, \tau^*) = \sum_{i=k-L/2}^{k+L/2} r[(i-k)T - \tau^*(t)] \hat{m}_{v,i}; \quad (10)$$

$[\overline{\hat{S}(t)}]_\tau'$ і $[\overline{\hat{S}(t)}]_\tau''$ – відповідно перша та друга похідні комплексно сполученої оцінки корисного сигналу $S(t, \hat{m}_v, \tau^*)$ за часовим процесом $\tau^*(t)$;

Під час розроблення технологічних телекомунікаційних систем використовують обробку синхронно демодульованого АФМ-сигналу (6) в дискретні, наприклад, у тактові моменти часу $U_n = U(t = nT, \tau)$, що призводить до цифрової реалізації адаптивних пристроїв у мікропроцесорній побудові [15]. Для цього в стаціонарній області за високої вірогідності прийняття рішення про передані інформаційні символи \hat{m}_v виключимо канал обчислення дисперсії затримки в (9) $dK_{\tau\tau}/dt = 0$ [2], замінивши останній на його стаціонарне значення $K_{\tau\tau, st} = \sqrt{N_\xi N_\tau / 2}$. Підставляючи (10) в (9), перейдемо до дискретного часу щодо опису ітераційного квазіоптимального алгоритму для оцінки невідомої затримки сигналу τ_n^*

$$\Delta_1 \tau_n^* = K_{\tau\tau, st} \cdot T(P_S N_\xi)^{-1} \cdot \mathbf{Re}[(U_n - \hat{S}_n) \hat{S}_n^*], \quad (11)$$

де Δ_1 – оператор взяття першої різниці $\Delta_1 \tau_n^* = \tau_{n+1}^* - \tau_n^*$.

Крім того, для подальшого спрощення квазіоптимального алгоритму фільтрації (11) врахуємо властивості синфазної $g(t)$ і квадратурної $h(t)$ складових імпульсного відгуку найквістовської форми $r(t)$ (2), а також їхніх перших похідних $g'(t)$ і $h'(t)$. Зразкові форми цих квадратурних складових відгуку $r(t)$ наведені нижче на рис. 2, а та б [8].

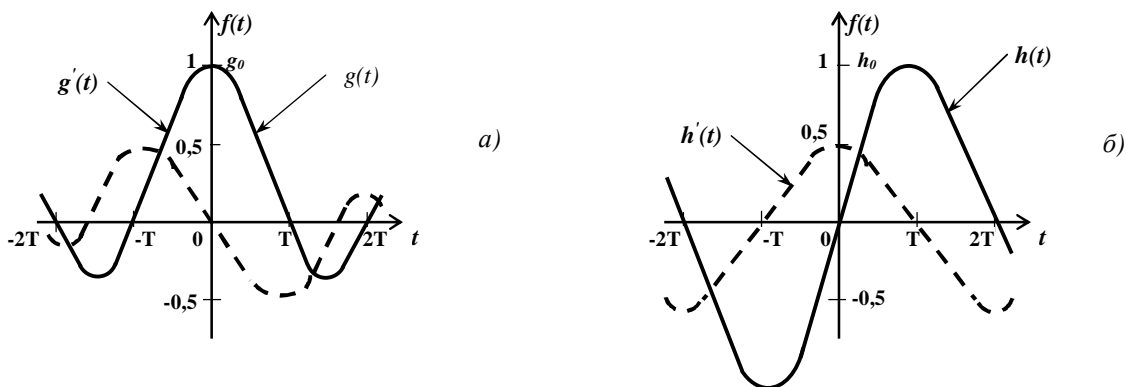


Рис. 2. Форми синфазної $g(t)$ (а), квадратурної $h(t)$ (б) складових імпульсного відгуку $r(t)$ смугового каналу зв'язку та їх часткові похідні $g'(t)$, $h'(t)$

Апроксимуємо сигнал \hat{S}_n у (10) основним відліком синфазної складової імпульсного відгуку $g_0 \approx 1$

$$\hat{S}_n \approx g_0 \hat{m}_{v,n} = \hat{m}_{v,n}, \quad (12)$$

а його комплексно-сполучену похідну \hat{S}_n^* так

$$\hat{S}_n^* \approx g'_{-1} \hat{m}_{v,n-1} + g'_1 \hat{m}_{v,n+1} = g'_1 (\hat{m}_{v,n+1} - \hat{m}_{v,n-1}). \quad (13)$$

Застосовуючи зазначені спрощення (12) и (13) до квазіоптимального різницевого рівняння (11) з урахуванням властивостей імпульсного відгуку $g_0 \approx 1$, $g'_{-1} \approx -g'_1$ і $g'_1 = \frac{1}{T} \cdot \frac{\cos(\alpha_N \pi)}{1 - 4\alpha_N^2}$ (2) відповідно до рис. 2, остаточно одержимо

$$\Delta_1 \tau_n^* = K_\tau \cdot \mathbf{Re}[(U_n - \hat{m}_{v,n})(\hat{m}_{v,n+1} - \hat{m}_{v,n-1})]. \quad (14)$$

У виразі (14) $K_\tau = K_{\tau, \text{st}} g_1' = \text{TF}_S^{-1} \sqrt{\frac{N_\tau}{2N_\xi}} \cdot \frac{\cos(\alpha_N \pi)}{1 - 4\alpha_N^2}$ – коефіцієнт підсилення у колі зворотного

зв'язку системи ФАПЧ за оцінювальним параметром τ_n^* ; $\hat{m}_{v,n} = \hat{a}_{v,n} + j\hat{b}_{v,n}$ – оцінювальні інформаційні символи на виході вирішального блока, принцип дії якого визначений вирішальним правилом мінімуму середньоквадратичної помилки (максимуму АЩІ $w(\varphi, \tau)$ параметра фільтрації τ_n^* [13])

$$\hat{m}_{v,n} = \min_{i,j}^{-1} \{ (U_n - m_i) \overline{(U_n - m_j)} \}, \quad i, j = \overline{1, M}. \quad (15)$$

У вирішальному правилі рівняння (15) $\min_{i,j}^{-1} \{ f(i, j) \}$ – функція, обернена до функції

$\min_{i,j} \{ f(i, j) \}$, тобто зміщена оцінка інформаційних символів за синфазним $\hat{a}_{v,n}$ та квадратурним

$\hat{b}_{v,n}$ підканалами дорівнює тому значенню з ансамблю дозволених станів M , для яких функціонал $f(i, j)$ мінімальний для усіх $i, j = \overline{1, M}$.

Подамо різницеве рівняння (14) у трохи іншій дійсній формі, яка зручна при конкретній реалізації функціональної схеми виділення тактового коливання.

$$\Delta_1 \tau_n^* = K_\tau [(u_{I,n} - \hat{a}_{v,n}) \cdot (\hat{a}_{v,n+1} - \hat{a}_{v,n-1}) + (u_{Q,n} - \hat{b}_{v,n}) \cdot (\hat{b}_{v,n-1} - \hat{b}_{v,n+1})]. \quad (16)$$

Функціональна електрична схема виділення тактового коливання в когерентному приймачі АФМ-сигналів [20], що реалізує ітераційний алгоритм оцінки невідомої затримки сигналу τ_n^* (16), зображена на рис. 3.

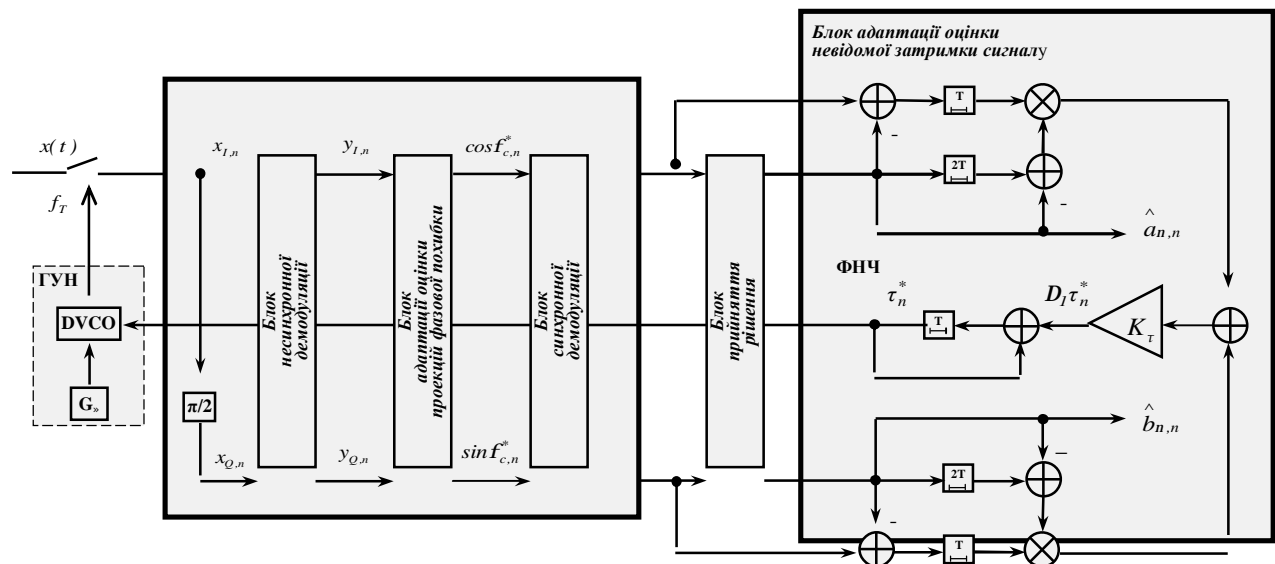


Рис. 3. Система синхронізації тактової частоти зі зворотним зв'язком за рішенням

Слід особливо зазначити, що умовно-знакові модифікації ітераційного алгоритму фільтрації (16) реалізовані при виділенні тактової частоти в адаптивних регенераторах цифрових систем передачі (ЦСП) стосовно до лінійного кодування типу АМІ/NRZ [12], а також у професійних модемах з дуобінарним багаторівневим кодуванням QAM/CAP [11] та захищені відповідними патентами Російської Федерації [18] й України [19, 20].

Висновок. Отримано точні розв'язання рівняння оптимальної нелінійної фільтрації неперервного $\tau^*(t)$ параметра (9) з урахуванням оцінки (15) дискретних інформаційних символів $\hat{m}_{v,n}$. Основні відмінності від відомих алгоритмів полягають у веденні в схему пристрою виділення синхроінформації зворотного зв'язку за рішенням.

У практичних ситуаціях на прикладі синтезу системи тактової синхронізації, що виділяє синхроінформацію за робочим сигналом за наявності ряду дестабілізуючих факторів в умовах значних лінійних перетворень, перешкод міжсимвольної інтерференції й адитивного гауссівського шуму, отриманий технологічний квазіоптимальний алгоритм фільтрації (16), а також подана структурна схема адаптивного пристрою (рис. 3). Розроблена система безпосередньо застосовується у високошвидкісних ППС-широкопasmових модемах різноманітних типів xDSL (x-'any' Digital Subscriber Line), модемах DUV (Data-Under-Voice), DIV (Data-In-Voice) і DAV/DOV (Data-Above/Over-Voice) [15], які транспортують високошвидкісні трибутарні цифрові потоки плезіохронних PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) ієрархічних рівнів E0, E1/T1, E3 по абонентських лініях кабелів місцевої телефонної мережі (МТС), лінійних трактах провідних [20] і стволах радіорелейних [19] систем передачі з вірогідністю, що наближається до оптичної якості $BER = 10^{-9} \dots 10^{-10}$, а також у пристроях виділення тактової частоти щодо адаптивних регенераторів традиційних ЦСП [18] з багаторівневим лінійним кодуванням HDB3/AMI/B6ZS/B8ZS/NRZ чи/або блочним кодуванням 2B1Q/4B3T(MMS43)/5B2S.

1. Стратонович Р.Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. – М.: Изд-во МГУ, 1966. – 319 с. 2. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. – М.: Сов. радио, 1975. – 704 с. 3. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1977. – 488 с. 4. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. – М.: Радио и связь, 1981. 5. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др.: Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. 6. Lindsey V. Synchronization Systems in Communications and Control. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1972. 7. Spilker J. J. Digital Communications by Satellite, New Jersey: Prentice-Hall, 1977. 8. Bocker P. Datenübertragung: Nachrichtentechnik in Datenfernverarbeitungssystemen, Berlin-Heidelberg-New York: Springer-Verlag, 1977. 9. Hesel R. Visual programming with HP VEE, Prentice Hall PTR, New Jersey, Hewlett-Packard Co., 1998. 10. Миронов М.А. Полиmodalность апостериорного распределения в задачах оптимальной нелинейной фильтрации // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т.27, № 7. – С. 1342–1351. 11. Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. Виділення синхроінформації з корелятивно кодованого сигналу // Труды УНИИРТ. – 1995. – № 3. – С. 28–32. 12. Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. Модування в середовищі HP VEE способів виділення тактової синхроінформації // Праці УНДІРТ. – 1996. – № 1(5). – С. 66–69. 13. Forney G.D. Jr. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference // IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, No. 3, pp. 363–378, May 1972. 14. Falconer D.D. Application of passband decision feedback equalization in two-dimensional data communication systems // IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, No. 10, pp. 1121–1141, October 1976. 15. Ghamberlin J.W., Hester C.E., Meyers J.J. et al. Design and field test of a 256-QAM DIV modem // IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. SAC-5, No. 3, pp. 349–356, April 1987. 16. Panteleev V.V. The optimal nonlinear filtering of discrete-continuous Markovian processes in conditions of a posteriori uncertainty // Proc. of IEEE “East-West Design & Test Workshop”, vol. EWDTW'06, Sochi, Russia, September 15-19, 2006, pp. 443–449. 17. Panteleev V.V. Synthesis and analysis of the quasioptimal algorithms nonlinear filtering in conditions of a posteriori uncertainty // Inter. Conf. “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science”, vol. TCSET'2004, Lviv Publishing House of Lviv Polytechnic, February 24-28, 2004, Lviv-Slavsko, Ukraine, pp. 185–189. 18. Патент Российской Федерации (RU) 2037966 МКІ⁶ Н 04 L 5/14, Н 04 J 3/06. Двухпроводная дуплексная цифровая система передачи с временным разделением /

Болотских Т.А., Брескин В.А., Гамидов Г.С., Гнидин О.Э., Зарянов С.А., Пантелеев В.В. – Оpubл. в Б.И., 1995. - № 17. 19. Декларацийний патент України (UA) 42903 А МПК^б Н 04 L 7/00. Спосіб виділення тактового синхросигналу з корелятивно кодованого інформаційного сигналу та пристрій для його здійснення / Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. - Оpubл. в Бюл. “Промислова власність”, 2001. - № 10. 20. Заявка а 2008 04860 від 15.04.2008 р. на Патент України (UA) МПК^б Н 04 L 7/02, Н 04 L 27/22. Пристрій виділення тактової синхроінформації у когерентному приймачі АФМ-сигналів / Балашов В.О., Пантелеев В.В., Ляховецький Л.М.

УДК 621.372.8.049.75

І.Н. Прудиус, В.І. Оборжицький, О.В. Самсонюк
Національний університет “Львівська політехніка”

МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ТРАНСФОРМУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ВІДРІЗКА ЗВ’ЯЗАНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ З ОДНОСТОРОННІМ НАВАНТАЖЕННЯМ

© Прудиус І.Н., Оборжицький В.І., Самсонюк О.В., 2010

Наведено методи розрахунку електричних параметрів декількох варіантів високочастотних трансформуючих схем на базі відрізка зв’язаних ліній передачі з одностороннім навантаженням, в яких вхідне узгодження та бажані значення робочих параметрів забезпечуються за допомогою відрізків одиначної лінії передачі.

The methods for electrical parameters calculation of several types of one-sided loaded coupled-line transforming circuits, in which the input matching and desired values of operating parameters are provided by means of single transmission line segments are offered.

Вступ. Під час розроблення ряду мікрохвильових пристроїв в інтегрованому виконанні широко застосовуються чотириполосники на базі двох навантажених відрізків ліній передачі з електромагнітним зв’язком між ними. Властивості такого чотириполосника залежать від того, які електричні параметри має відрізок зв’язаних ліній, які навантаження під’єднані до пари його кінців чи які з кінців з’єднані між собою. В результаті такий пристрій може виконувати функцію трансформатора імпедансу, фазообертача з фіксованою чи дискретною фазовою затримкою сигналу, схеми групової затримки сигналу, схеми частотної режекції. Але під час їх проектування, поряд із необхідністю забезпечення заданих робочих параметрів, виникає проблема забезпечення вхідного узгодження з компенсацією впливу різниці фазових швидкостей парної і непарної мод зв’язаних ліній з неоднорідним діелектричним заповненням, наприклад, у випадку мікросмужкових ліній.

Способи вирішення вказаної проблеми можуть бути розділені на дві категорії: з використанням розподіленої компенсації; із застосуванням зосередженої компенсації. У першому випадку вирівнювання фазових швидкостей досягається внесенням змін у структуру зв’язаних ліній, наприклад, періодичною зміною профілю смужок, розміщенням отворів в екрані [1–3] чи змінами в діелектричному заповненні [4, 5]. Другий варіант компенсації передбачає використання дискретних реактивних елементів, розміщених безпосередньо між зв’язаними лініями [6, 7] чи на їх входах [8]. Головний недолік способів розподіленої компенсації полягає у відсутності аналітичних методів розрахунку і необхідності використання числового моделювання на електромагнітному рівні, а також в ускладненні технологічного процесу виготовлення пристроїв. Для способів компенсації дискретними елементами отримано прості аналітичні співвідношення, які дають змогу визначити