

Глава 2. Алгоритми обробки радіонавігаційних параметрів та виділення навігаційного повідомлення

До сучасних СНС ставлять високі вимоги з точності навігаційних визначень. Це обумовлює необхідність розгляду методів оптимальної обробки сигналів і оцінювання координат при побудові навігаційного обчислювача. За своєю суттю навігаційна задача визначення вектора споживача є задачею оцінювання координат об'єкта (у загальному випадку рухомого) за спостереженнями сигналів від джерел випромінювання з відомими координатами. Математичним апаратом, який дозволяє проводити синтез оптимальних систем оцінювання координат об'єкта, може бути теорія оптимальної фільтрації.

Задача синтезу оптимальної системи фільтрації формулюється як знаходження такої системи, яка в результаті обробки спостережень у кожен поточний момент часу формує оцінку вектора споживача з мінімальною дисперсією похибки оцінювання.

Задачу оцінки вектора споживача розбивають на два етапи: етап оптимальної оцінки і фільтрації інформаційних параметрів радіосигналів та етап розв'язання навігаційних задач і оцінки навігаційних параметрів.

На першому етапі розв'язується задача пошуку сигналу і стеження (фільтрації радіонавігаційних параметрів сигналу), а на другому етапі обчислюються оцінки вектора споживача з використанням отриманих на першому етапі оцінок радіонавігаційних параметрів і відповідних навігаційних функцій.

2.1. Алгоритми обробки радіонавігаційних параметрів сигналу

У режимі пошуку сигналу здійснюється груба, і в той же час достатня для подальшого захоплення системою стеження оцінка параметрів радіосигналу (затримки та частоти), а в режимі стеження (фільтрації) реалізується безперервне та точне вимірювання навігаційних параметрів сигналу.

Алгоритми пошуку сигналу докладно розглянуті в п. 1.3.3 при описі роботи корелятора в режимі "захоплення".

У режимі стеження в найпростішій постановці в кореляторі формується різниця між справжнім значенням вхідного сигналу і його оцінним значенням (на початковому етапі це опорні сигнали

$f_{\text{доп } j}$ і τ_i режиму "захоплення"). Вихідні відліки корелятора накопичуються (підсумовуються) на визначеному інтервалі часу і у тактові моменти надходять до сигнального процесора фільтра, що формує оцінки вектора стану.

Екстрапольовані оцінки відфільтрованих параметрів двох контурів: контуру стеження за фазою та контуру стеження за затримкою по колу зворотного зв'язку надходять у корелятор і змінюють опорні коливання та затримку опорного сигналу так, щоб різниця між справжнім значенням вхідного сигналу і його оцінним значенням прагнула до нуля. Пристрої, що реалізують такий принцип роботи, називають спостережувальними вимірниками.

На відміну від алгоритму пошуку сигналу, де реалізується некогерентна обробка прийнятого сигналу, у режимі стеження використовується квазікогерентна обробка, тобто спільна фільтрація інформаційних параметрів і фази сигналу (неінформаційного параметра).

Для розв'язання задачі синтезу оптимальної системи фільтрації радіонавігаційних параметрів сигналу подамо прийнятий радіосигнал у вигляді

$$\begin{aligned} S(t) &= Ah(t - \tau) \cos((\omega_0 + 2\pi f_{\text{доп}})t + \varphi_0) = \\ &= Ah_{\text{д.к}}((t - \tau) \cos(\omega_0 t + \vartheta(t - \tau)\pi + \varphi(t)), \end{aligned} \quad (2.1)$$

де: $h_{\text{д.к}}(t)$ – моделююча послідовність, яка відповідає далекомірному коду, один період (тривалістю $L\tau_0$) якої описується

$$h_{\text{д.к}}(t) = \sum_{k=1}^L a_k u_0(t - (k-1)\tau_c); t \in [0, L\tau_0].$$

Такі параметри сигналу як фаза і відповідний доплерівський зсув змінюються безперервно, тоді як затримка і дискретний параметр ϑ змінюються дискретно. Дискретність цих параметрів визначається тривалістю такту відповідної моделюючої послідовності (далекомірного коду або навігаційного повідомлення).

Параметр ϑ в (2.1), який описує навігаційне повідомлення, є послідовністю нулів і одиниць, зміна яких відбувається у фіксовані моменти часу t_k , такі, що $t_k - t_{k-1} = \text{const}$. Дану послідовність зручно

надавати у вигляді однорідного марковського ланцюга з матрицею переходу $\pi_{ij} = 0,5; i, j = \overline{0,1}$.

Фазу $\varphi(t)$ можна описати компонентом у загальному випадку багатомірного марковського процесу $\mathbf{x}_\varphi(t)$, тобто $\varphi(t) = \mathbf{c}_\varphi^T \mathbf{x}_\varphi(t)$, де $\mathbf{c}_\varphi = [100\dots 0]^T$ – n -мірний вектор; $\mathbf{x}(t)$ описується векторним рівнянням

$$\frac{d\mathbf{x}_\varphi}{dt} = \mathbf{F}_\varphi \mathbf{x}_\varphi + \mathbf{G}_\varphi \eta_\varphi(t), \quad (2.2)$$

де \mathbf{F}_φ , \mathbf{G}_φ – матриці розміру $n \times n$ і $n \times m$ відповідно; $\eta_\varphi(t)$ – m -мірний вектор білих гаусівських шумів з нульовими математичними сподіваннями і матрицею спектральних щільностей $\mathbf{N}_{\eta_\varphi}/2$.

Найбільш часто використовуються такі моделі:

$$\varphi(t) = \eta_\varphi(t), \quad (2.3)$$

яка відповідає $c_\varphi = 1, F_\varphi = 0, G_\varphi = 1$;

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_\varphi, \quad \frac{d\omega_\varphi}{dt} = \eta_\varphi(t), \quad (2.4)$$

яка відповідає

$$\mathbf{c}_\varphi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T; \quad \mathbf{F}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_\varphi, \quad \frac{d\omega_\varphi}{dt} = \varepsilon_\varphi(t), \quad \frac{d\varepsilon_\varphi}{dt} = \eta_\varphi(t), \quad (2.5)$$

яка відповідає

$$\mathbf{c}_\varphi = [1 \ 0 \ 0]^T; \quad \mathbf{F}_\varphi = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_\varphi = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}.$$

Аналогічно у вигляді компоненти багатомірного марковського процесу описуються зміни в часі затримки сигналу τ , тобто $\tau = \mathbf{c}_\tau^T \mathbf{x}_\tau$

$$\frac{d\mathbf{x}_\tau}{dt} = \mathbf{F}_\tau \mathbf{x}_\tau + \mathbf{G}_\tau \eta_\tau(t), \quad (2.6)$$

де \mathbf{F}_τ , \mathbf{G}_τ – матриці розміру $\tilde{n} \times \tilde{n}$ і $\tilde{n} \times \tilde{m}$ відповідно;

$\eta_\tau(t)$ – \tilde{m} -мірний вектор білих гаусівських шумів з нульовими математичними сподіваннями і матрицею спектральних щільностей $\mathbf{N}_{\eta_\tau}/2$. Шуми $\eta_\tau(t)$ і $\eta_\varphi(t)$ вважаються некорельованими.

Загальне розв'язання задачі спільної фільтрації параметрів сигналу, одні з яких змінюються безперервно, а інші – дискретно розглядаються в теорії оптимальної безперервно-дискретної фільтрації. Конкретизація розглянутої задачі призводить до комплексної системи фільтрації, аналогічної тій, що реалізується, наприклад, у радіотехнічних системах типу РСДН, і яка містить у собі дискримінатори (пристрою, що формують сигнали розугоженості) затримки та фази і фільтри згладжування для оцінок затримки та фази.

У комплексній системі фільтрації кожна з оптимальних оцінок $\hat{\tau}$ і $\hat{\varphi}$ формується після обробки сигналів з виходів двох дискримінаторів (затримки та фази). Однак це призводить до досить складної системи, тому на практиці оцінку затримки сигналу формують за сигналами часового дискримінатора, а оцінку фази – за сигналами фазового дискримінатора, тобто перехресні зв'язки між "різномісними" оцінками і дискримінаторами не враховуються. Рівняння схеми фільтрації при роботі апаратури СНС у реальних умовах без врахування зазначених перехресних зв'язків наведені у роботах з оптимальної фільтрації дискретно-безперервних процесів і мають наступний вигляд:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}_\tau}{dt} = \mathbf{F}_\tau \hat{\mathbf{x}}_\tau + \mathbf{R}_\tau \mathbf{c}_\tau 2AN_0^{-1} \text{th}(\bullet) y(t) \frac{\partial h_{\text{дк}}(t - \hat{\tau})}{\partial \hat{\tau}} \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) \quad (2.7)$$

при $t \in [t_k, t_{k+1}]$;

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}_\varphi}{dt} = \mathbf{F}_\varphi \hat{\mathbf{x}}_\varphi + \mathbf{R}_\varphi \mathbf{c}_\varphi 2AN_0^{-1} \text{th}(\bullet) y(t) \partial h_{\text{дк}}(t - \hat{\tau}) \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi}) \quad (2.8)$$

при $t \in [t_k, t_{k+1}]$;

$$\hat{\mathfrak{Q}}(k+1) = \begin{cases} 1, & \text{якщо} \int_{t_k}^{t_{k+1}} y(v) h_{\text{дк}}(v - \hat{\tau}) \cos(\omega_0 v + \hat{\varphi}) dv > 0; \\ 0, & \text{якщо} \int_{t_k}^{t_{k+1}} y(v) h_{\text{дк}}(v - \hat{\tau}) \cos(\omega_0 v + \hat{\varphi}) dv < 0. \end{cases} \quad (2.9)$$

Тут \mathbf{R}_τ і \mathbf{R}_φ – матриці дисперсій похибок фільтрації векторів \mathbf{x}_τ і \mathbf{x}_φ , відповідно, які задовольняють рівнянням Ріккати

$$\frac{d\mathbf{R}_\tau}{dt} = \mathbf{F}_\tau \mathbf{R}_\tau + \mathbf{R}_\tau \mathbf{F}_\tau^T + \mathbf{G}_\tau \mathbf{N}_{\eta\tau} \mathbf{G}_\tau^T - 2\mathbf{R}_\tau \mathbf{c}_\tau S_{д\tau}^2 N_0^{-1} \mathbf{c}_\tau^T \mathbf{R}_\tau; \quad (2.10)$$

$$\frac{d\mathbf{R}_\varphi}{dt} = \mathbf{F}_\varphi \mathbf{R}_\varphi + \mathbf{R}_\varphi \mathbf{F}_\varphi^T + \mathbf{G}_\varphi \mathbf{N}_{\eta\varphi} \mathbf{G}_\varphi^T - 2\mathbf{R}_\varphi \mathbf{c}_\varphi S_{д\varphi}^2 N_0^{-1} \mathbf{c}_\varphi^T \mathbf{R}_\varphi, \quad (2.11)$$

де $S_{д\tau}, S_{д\varphi}$ – крутості дискримінаційних характеристик дискримінатора затримки і фазового дискримінатора;

$$\text{th}(\bullet) = \text{th} \left\{ \frac{2A}{N_0} \int_{t_k}^t y(v) h_{дк}(v - \hat{\tau}) \cos(\omega_0 v + \hat{\varphi}) dv \right\} - \text{функція гіперболічного тангенса.}$$

У деяких варіантах дискримінаторів замість функції гіперболічного тангенса використовується знакова функція

$$\text{sign} = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Це обумовлено тим, що в реальних умовах апаратура СНС працює при пропорціях сигнал/шум 30...38 дБ/Гц, і на початку дискретного посилання ($t = t_k$) коефіцієнт підсилення каналу оцінки фази близький нулю, оскільки $\lim_{t \rightarrow t_k} \text{th}(\bullet) = 0$, а наприкінці посилання

близький за модулем одиниці, отже

$$\text{th}(\bullet) = \text{th} \left\{ \frac{2A}{N_0} \int_{t_k}^{t_k + \tau_c} y(v) h_{дк}(v - \hat{\tau}) \cos(\omega_0 v + \hat{\varphi}) dv \right\} \approx \begin{cases} 1 & \text{при } \vartheta = 0; \\ -1 & \text{при } \vartheta = 1, \end{cases}$$

де $\tau_c = 1$ мс – тривалість періоду далекомірного коду.

Рівняння (2.7) описує канал оцінки затримки сигналу $\hat{\tau} = \mathbf{c}_\tau^T \hat{\mathbf{x}}_\tau$; рівняння (2.8) – канал оцінки фази сигналу $\hat{\varphi} = \mathbf{c}_\varphi^T \hat{\mathbf{x}}_\varphi$; рівняння (2.9) – канал оцінки дискретного параметра $\hat{\vartheta}_k$; рівняння (2.10), (2.11) – коефіцієнти підсилення.

Схема спостережувального вимірника, який описується рівняннями (2.7)... (2.9), наведена на рис. 2.1.

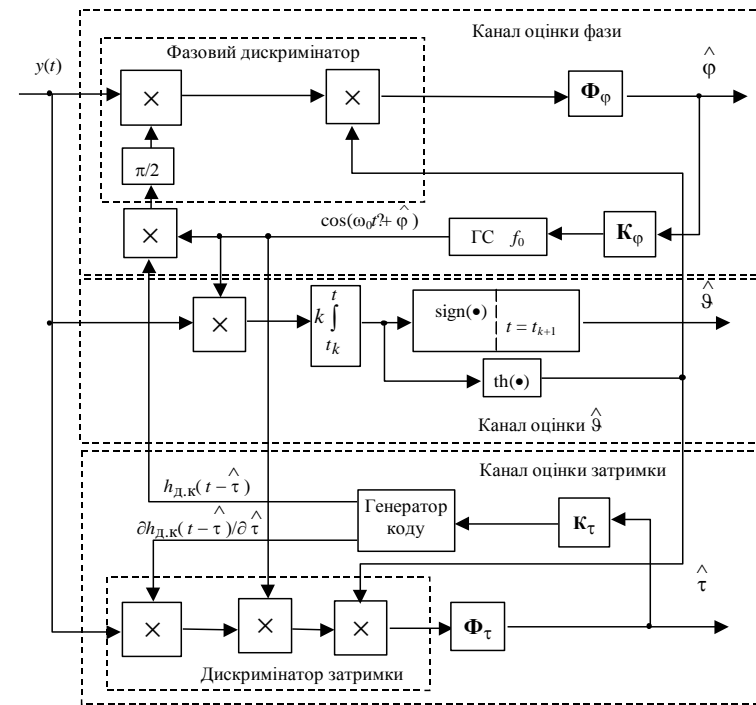


Рис. 2.1

На рис. 2.1 $K_\tau = \mathbf{R}_\tau \mathbf{c}_\tau$, $K_\varphi = \mathbf{R}_\varphi \mathbf{c}_\varphi$ – коефіцієнти підсилення фільтрів згладжування Φ_τ, Φ_φ каналів оцінки затримки і фази сигналу.

Канал оцінки затримки сигналу містить дискримінатор затримки, фільтр згладжування і генератор кодової послідовності. Дискримінатор затримки виробляє сигнал, який пропорційний розугодженості справжнього значення затримки τ і його оціненого значення $\hat{\tau}$. Структура фільтра згладжування визначається прийнятою моделлю (2.6), яка описує зміни затримки в часі. Генератор коду формує кодову послідовність, яка зрушена на час, що дорівнює оцінці $\hat{\tau}$ затримки сигналу і послідовності

$\partial h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau}) / \partial \bar{\tau}$. Останню, зазвичай, формують у вигляді кінцевої різниці двох зміщених вихідних кодових послідовностей відповідно до наступного алгоритму

$$\frac{\partial h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau})}{\partial \bar{\tau}} \approx \frac{h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau} + \Delta\tau / 2) - h_{\text{ДК}}(t - \bar{\tau} - \Delta\tau / 2)}{\Delta\tau}, \quad (2.12)$$

де $\Delta\tau$ – інтервал, який дорівнює тривалості τ_e елементарного посилання.

Канал оцінки фази містить фазовий дискримінатор, фільтр згладжування та генератор сигналу (ГС) з частотою f_0 . У даній схемі фазовий дискримінатор складається з двох пристроїв множення, середнє значення на виходах яких

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &\approx -\cos(\omega_0 t + \vartheta\pi + \varphi) \sin(\omega_0 t + \hat{\varphi}) = 0,5 \sin(\vartheta\pi + \varphi - \hat{\varphi}); \\ \bar{U}_2 &\approx \sin(\vartheta\pi + \varphi - \hat{\varphi}) \cos(\vartheta\pi + \varphi - \hat{\varphi}) = 0,5 \sin 2(\varphi - \hat{\varphi}). \end{aligned} \quad (2.13)$$

Фазовий дискримінатор має дискримінаційну характеристику вигляду $\sin 2\Delta\varphi$.

Розглянута схема фільтрації стійко працює при захопленні сигналу каналом оцінки фази і входження в синхронізм. Смуга захоплення системи фазового автопідстроювання становить приблизно 50 Гц, тоді як невизначеність оцінки несучої частоти після закінчення процедури пошуку може досягати 500 Гц. Тому в системі передбачається режим автоматичного підстроювання частоти.

Автоматичне підстроювання частоти формується на основі частотного дискримінатора, вихідна напруга якого пропорційна різниці Δf між несучою частотою прийнятого сигналу і частотою опорного генератора. Частотний дискримінатор може бути реалізований обчислювальними методами, використовуючи обробку синфазної I і квадратурної Q складових корелятора. Частотний дискримінатор має характеристику, яка описується виразом

$$U_{\Delta f} = \sin(2\pi\Delta f T) \left[\frac{\sin(\pi\Delta f T)}{\pi\Delta f T} \right]^2.$$

Вигляд характеристики частотного дискримінатора зображений на рис. 2.2. Початкова похибка повинна лежати в межах її головного пелюстка: $|\Delta f| < 1/2T$. Приймаючи за максимальне значення $\Delta f = 500$ Гц, одержуємо необхідний час інтегрування $T = 1$ мс.

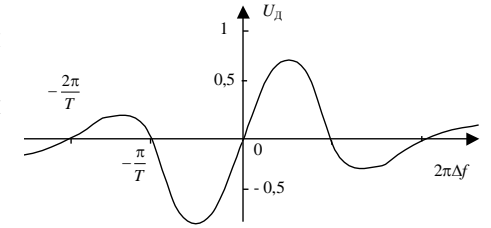


Рис. 2.2.

Реалізовані в реальній бортовій апаратурі СНС алгоритми стеження за фазою та затримкою сигналу близькі до оптимальних, але відрізняються від них тим, що вони дискретні, а не безперервні, і в них використовуються постійні коефіцієнти підсилення. Для формування вихідних відліків дискримінаторів використовують синфазну та квадратурну складові, які формуються в кореляторі.

Синфазна та квадратурна складові I і Q формуються в кореляторі як у режимі пошуку сигналів за частотою та затримкою, так і в режимі стеження за цими параметрами. Якщо в режимі пошуку сигналів ці складові формуються при фіксованих значеннях оцінок τ , $f_{\text{доп}}$ на інтервалі аналізу, то в режимі стеження дані оцінки змінюються в часі.

У режимі стеження необхідно сформувати дискримінатори за фазою та затримкою сигналу. Якщо для формування фазового дискримінатора (див. рівняння (2.8)) можна використовувати синфазну та квадратурну складові I і Q , що формуються як і в режимі пошуку, то для дискримінатора затримки сигналу, відповідно до (2.7), (2.12), крім цих складових, необхідно додатково сформувати складові, що зміщені на $\pm\Delta\tau / 2$. Зазвичай, приймають $\Delta\tau = \tau_e$, де τ_e тривалість елементарного посилання далекомірного коду (для ГЛОНАСС $\tau_e = 1/511$ мс).

Синфазну та квадратурну складові, що сформовані з випередженням відносно опорного моменту часу, позначають I_E , Q_E (E – early), а з запізнюванням – I_L , Q_L (L – late). Формування випереджальної і запізнілої опорних функцій забезпечує 3-бітовий регістр зсуву генератора коду в кореляторі.

2.1.1. Алгоритм роботи і схема стеження за фазою сигналу

Корелятор у цифровій формі відповідно до дискретного аналога алгоритмів (2.8) формує відліки синфазних I і квадратурних Q складових, накопичення яких проводиться на інтервалі часу $T_H = K_H T_d = 1 \dots 2$ мс.

$$I_{k+1} = \sum_{i=1}^{K_i} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i}) \cos(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i}); \quad (2.13)$$

$$Q_{k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i}) \sin(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i}) \quad (2.14)$$

де $y(t_{k,i})$ – цифрові відліки сигналу з виходу АЦП приймача у дискретні моменти часу $t_{k,i} = (K_H T_d)k + T_d i$ ($T_d = 1/f_d$ – крок дискретизації за часом); $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i})$ – моделююча функція далекомірного коду; k – індекс, який відповідає моменту часу $t_k = (K_H T_d)k$; $K_H = T_H / T_d$ – кількість відліків, що накопичуються; $\tilde{\tau}_{k,i}$, $\tilde{\varphi}_{k,i}$ – екстрапольовані на момент часу $t_{k,i}$ оцінки затримки та фази сигналу.

Зазвичай, в дискретних контурах спостереження за фазою (КСФ) реальних систем замість функції гіперболічного тангенса використовується знакова функція $\text{sign} = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$

Тоді рівняння (2.8) каналу оцінки фази сигналу $\hat{\varphi} = \mathbf{c}_\varphi^T \hat{\mathbf{x}}_\varphi$, що описують роботу оптимального дискретного КСФ з урахуванням (2.13), (2.14), приймає вигляд

$$\hat{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1} = \tilde{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1} + \mathbf{K}_\varphi \text{sign}(I_{P, k+1}) Q_{P, k+1}; \quad (2.15)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1} = \Phi_\varphi \hat{\mathbf{x}}_{\varphi, k},$$

де \mathbf{K}_φ – вектор-стовпець коефіцієнтів підсилення; Φ_φ – перехідна матриця фільтра в контурі системи стеження, яка визначається моделлю зміни фази (2.2)...(2...5); $\tilde{\mathbf{x}}_{\varphi, k+1}$ – екстрапольована оцінка.

Схема КСФ наведена на рис. 2.3.

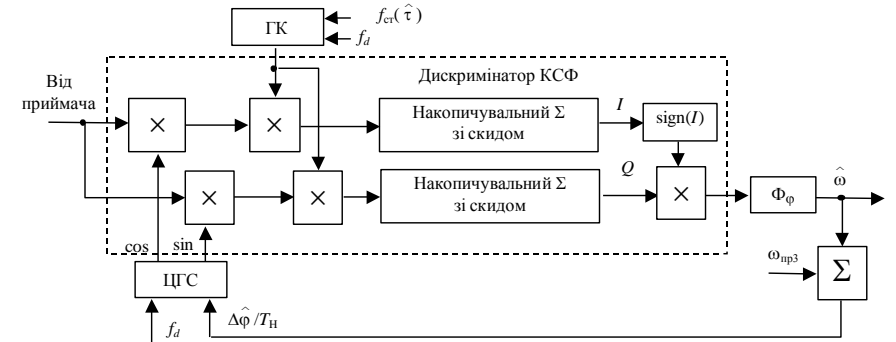


Рис. 2.3

Як впливає з (2.15) і рис. 2.3, перехідна функція дискримінатора КСФ описується виразом

$$u_{\hat{\varphi}, k} = \text{sign}(I_{P, k}) Q_{P, k}.$$

Дискретний контур стеження за фазою (див. рис. 2.3) включає дискримінатор, фільтр, цифровий генератор сигналу (ЦГС), а також використовує сигнали генератора коду (ГК). Структура фільтра Φ_φ і кола зворотного зв'язку КСФ будуть розглянуті далі.

2.1.2. Алгоритм роботи і схема стеження за затримкою сигналу

У бортовій апаратурі СНС використовуються дискретні аналоги оптимального алгоритму фільтрації затримки сигналу (2.7) в безперервному часі.

Для формування дискримінаторів контуру стеження за затримкою (КСЗ) використовують, як відзначалося вище, випереджувальні і запізнілі квадратурні складові $I_E(k)$, $Q_E(k)$, $I_L(k)$, $Q_L(k)$, для яких можна записати формули, аналогічні (2.13), (2.14)

$$I_{E, k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} + \tau_\vartheta / 2) \cos(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i});$$

$$Q_{E, k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} + \tau_\vartheta / 2) \sin(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i});$$

$$I_{L,k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} - \tau_\varepsilon / 2) \cos(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i});$$

$$Q_{L,k+1} = \sum_{i=1}^{K_H} y(t_{k,i}) h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} - \tau_\varepsilon / 2) \sin(2\pi f_{\pi 3} t_{k,i} + \tilde{\varphi}_{k,i}).$$

Дискретний аналог двох зсунутих вихідних кодових послідовностей $\partial h_{\text{ДК}}(t - \tilde{\tau}) / \partial \tilde{\tau}$ (див. (2.7), (2.12)) у дискримінаторах КСЗ у термінах квадратурних складових найчастіше формують у вигляді

$$u_{\text{дт},k} = \frac{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} - \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}}{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} + \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}}. \quad (2.16)$$

Такий алгоритм застосовують через його незалежність від амплітуди сигналу і широкого діапазону можливих похибок, які не призводять до зриву стеження. Проте, такий дискримінатор характеризується значними обчислювальними витратами.

Дискретний аналог алгоритму (2.7) обчислення оцінок затримки сигналу $\tilde{\tau} = c_\tau^T \hat{\mathbf{x}}_\tau$ записують у вигляді:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{\tau,k+1} &= \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k+1} + \mathbf{K}_\tau u_{\text{дт},k}; \\ \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k+1} &= \Phi_\tau \tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де \mathbf{K}_τ – вектор-стовпець коефіцієнтів підсилення; $u_{\text{дт},k}$ – функція (2.16) дискримінатора КСЗ; Φ_τ – перехідна матриця фільтра в контурі системи стеження, яка визначається моделлю зміни затримки сигналу (2.6); $\tilde{\mathbf{x}}_{\tau,k+1}$ – екстрапольована оцінка.

Схема КСЗ із дискримінатором наведена на рис. 2.4.

Контур стеження за затримкою сигналу, як і КСФ, містить дискримінатор, фільтр, цифровий генератор сигналів (ЦГС) і генератор коду (ГК), генератор опорного сигналу (ГОС) і 3-бітовий регістр (Рг) зсуву. Структура фільтра Φ_τ і кола зворотного зв'язку КСЗ будуть розглянуті нижче.

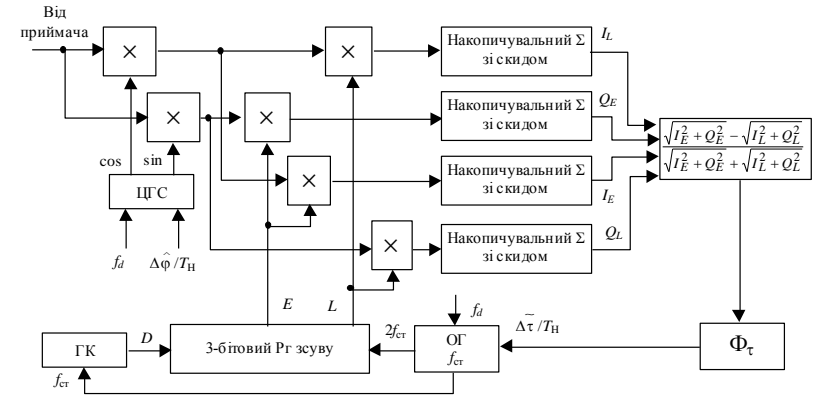


Рис. 2.4

Генератор коду ГК виробляє далекомірний код (моделюючи функцію $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i})$) з тривалості елементарного символу $\tau_e = 1/f_{\text{сг}}$, початок формування якого зміщено на $\tilde{\tau}_{k,i}$; 3-бітовий регістр зсуву забезпечує формування випереджувальної $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} + \tau_\varepsilon / 2)$ і запізнюючої $h(t_{k,i} - \tilde{\tau}_{k,i} - \tau_\varepsilon / 2)$ опорних функцій.

2.1.3. Алгоритм роботи і схема системи частотного автопідстроювання

Система частотного автопідстроювання (ЧАП) використовується на проміжному етапі при переході з режиму пошуку сигналу за частотою до режиму безперервного стеження за фазою.

Для побудови системи ЧАП необхідно мати частотний дискримінатор, сигнал на виході якого пропорційний різниці частот $\Delta f_{\text{сг}}$ прийнятого сигналу і цифрового генератора сигналів. Такий частотний дискримінатор можна сформулювати алгоритмічно, обробляючи сигнали $I(t)$ і $Q(t)$, які надходять на вхід другого пристрою множення фазового дискримінатора (див. рис. 2.3). Виконаємо дворазове інтегрування $I(t)$ і $Q(t)$ на послідовних інтервалах часу $[t_k, t_k + T]$ і $[t_k + \dot{O}, t_k + 2T]$:

$$I_{k,1} = \int_{t_k}^{t_k+T} I(t)dt; \quad I_{k,2} = \int_{t_k+T}^{t_k+2T} I(t)dt; \quad (2.18)$$

$$Q_{k,1} = \int_{t_k}^{t_k+T} Q(t)dt; \quad Q_{k,2} = \int_{t_k+T}^{t_k+2T} Q(t)dt.$$

Для змінних у часі фази $\varphi(t)$, її оцінки $\hat{\varphi}(t)$ і досить малих інтервалів часу T можна записати

$$\Delta\varphi(t) \approx 2\pi f_{\text{доп}} t; \quad \Delta\hat{\varphi}(t) \approx 2\pi \hat{f}_{\text{доп}} t, \quad (2.19)$$

де $f_{\text{доп}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} \Big|_{t=t_k}; \quad \hat{f}_{\text{доп}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \hat{\varphi}}{\partial t} \Big|_{t=t_k}.$

Тоді, з урахуванням (2.18), (2.19), можна записати

$$Q_{k,1} \approx \frac{-[\cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.г}}T) - \cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k))]}{2\pi\Delta f_{\text{с.г}}};$$

$$Q_{k,2} \approx \frac{-[\cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 4\pi\Delta f_{\text{с.г}}T) - \cos(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.г}}T)]}{2\pi\Delta f_{\text{с.г}}}; \quad (2.20)$$

$$I_{k,1} \approx \frac{\sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.г}}T) - \sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k))}{2\pi\Delta f_{\text{с.г}}};$$

$$I_{k,2} \approx \frac{\sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 4\pi\Delta f_{\text{с.г}}T) - \sin(9\pi + \Delta\varphi(t_k) + 2\pi\Delta f_{\text{с.г}}T)}{2\pi\Delta f_{\text{с.г}}}.$$

Визначимо процес на виході частотного дискримінатора у вигляді

$$U_{df} \approx I_{k,1}Q_{k,2} - I_{k,2}Q_{k,1} \quad (2.21)$$

Підставляючи (2.20) у (2.21) і виконуючи необхідні перетворення, одержимо характеристику частотного дискримінатора, аналогічну тій, вигляд якої наведено на рис. 2.2.

Система стеження частотного автопідстроювання замикається через фільтр згладжування, за який, зазвичай, використовують фільтр другого порядку.

Алгоритм ЧАП (2.21) близький до оптимального при малому відношенні сигнал/шум, крутість його дискримінаційної характеристики залежить від квадрата амплітуди і він має мінімальні обчислювальні витрати.

Система стеження ЧАП включає частотний дискримінатор і фільтр згладжування. Схема системи ЧАП наведена на рис. 2.5.

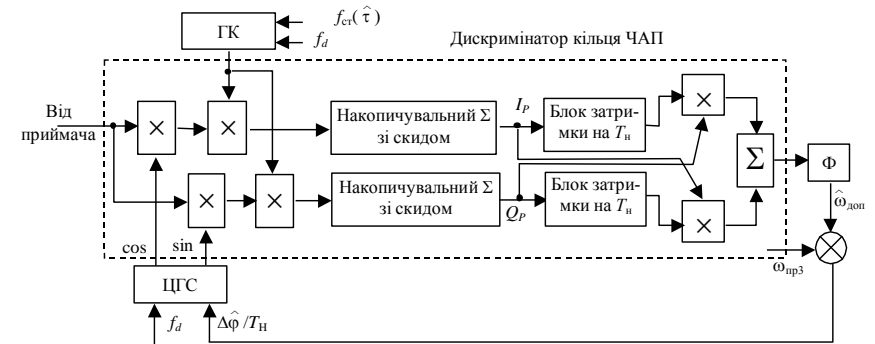


Рис. 2.5

Система ЧАП у сталому режимі забезпечує похибку вимірювання доплерівського зсуву частоти менше 50 Гц, що дозволяє КСФ захопити сигнал і перейти на стійке стеження за фазою сигналу.

2.1.4. Алгоритм оцінювання навігаційного повідомлення

Навігаційні повідомлення (оперативна та неоперативна навігаційна інформація) в апаратурі НС формується в цифровій закодованій формі. Сформоване цифрове повідомлення передається за допомогою випромінюваного навігаційним супутником радіосигналу. Така передача здійснюється шляхом модуляції одного з параметрів радіосигналу. Модулювати радіосигнал можна за амплітудою, частотою або фазою.

В системі ГЛОНАСС застосовують найбільш завадостійкі фазоманіпульовані радіосигнали з маніпуляцією вихідної фази на $\pm\pi$ відповідно до значень символів (1, 0) кодової послідовності навігаційного повідомлення. Тобто, в системі ГЛОНАСС здійснюється фазова модуляція радіосигналу, коли інформація про цифрову послідовність закладена в фазу радіосигналу.

Для інтервалу часу $[0, \tau_c]$, де τ_c – тривалість інформаційного символу, радіосигнал з урахуванням (2.1) можна записати як

$$S(t) = U_s \cos(\omega_0 t + \vartheta\pi + \varphi_0) = \theta U_s \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \quad \vartheta = \{0,1\}; \quad \theta = \{1,-1\},$$

де θ – інформаційний символ.

Демодуляція фазоманіпульованого сигналу в апаратурі споживача здійснюється за допомогою фазового детектора, в якому відбувається множення прийнятого сигналу $S(t)$ на опорний

$$S_b(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_b),$$

(де φ_b – фаза опорного сигналу) і виділення сталої складової

$$u_d = \theta U_s \cos(\varphi_b - \varphi_0),$$

звідси

$$\theta = u_d / U_s \cos(\varphi_b - \varphi_0).$$

Якщо фаза опорного сигналу стабільна на всьому інтервалі спостереження, то інформаційний символ θ визначається однозначно. Але, якщо фаза опорного сигналу за якимись причинами зміниться на $\pm\pi$, то знак розпізнавального параметра θ зміниться на зворотний. Це явище називають зворотною роботою фазового детектора. Звичайно, що такий режим роботи фазового детектора неприпустимий, оскільки з моменту переходу на зворотню роботу послідовність інформаційних символів буде прийматися неправильно, доки не відбудеться наступний стрибок фази на $\pm\pi$.

Для забезпечення непохибної роботи фазового детектора в бортовій апаратурі споживача СНС переданий сигнал піддається відносній фазовій маніпуляції (ВФМ).

Сутність відносної фазової маніпуляції полягає в тому, що знак фази кожного інформаційного символу визначається не відносно початкової для даного сеансу прийому фази, а відносно фази попереднього символу. Оскільки при фазовій маніпуляції фаза інформаційних послань може приймати значення 0 або π , то й різниця фаз між сусідніми посланнями також дорівнює або 0, або π

$$\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i-1} = \begin{cases} 0 & \text{їдє} & \varphi_i = \varphi_{i-1}; \\ \pi & \text{їдє} & \varphi_i = \varphi_{i-1} + \pi. \end{cases}$$

Тут φ_i – фаза i -го послання, φ_{i-1} – фаза попереднього послання.

Якщо стрибок фази відбудеться точно на межі двох послань, то помилково буде прийнятий лише один символ; у випадку

стрибку фази опорного сигналу під час $(i-1)$ -го послання можливе неправильне приймання двох сусідніх символів. Поодинокі похибки достовірно виявляються та виправляються за допомогою коригувальних кодів.

Оптимальне приймання сигналів з ВФМ реалізує пристрій, схема якого наведена на рис. 2.6, де ПЗ – пристрій затримки. Як видно зі схеми, приймальний пристрій складається з двох частин: пристрою оптимального приймання протилежних сигналів (обведений штриховою лінією) і пристрою визначення фази інформаційного символу відносно фази попереднього символу.

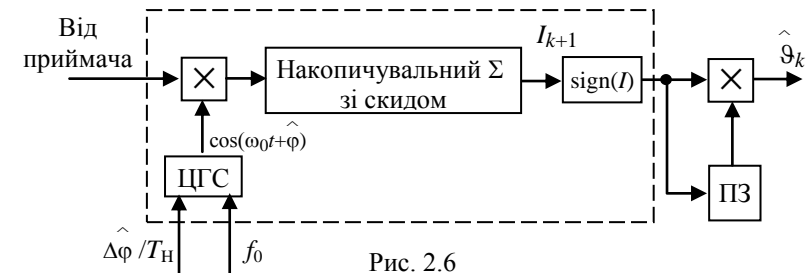


Рис. 2.6

З точки зору завадозахищеності такий режим приймання інформації вважається найкращим.

Алгоритм, що реалізований в схемі на рис. 2.6, є дискретним аналогом безперервного алгоритму (2.9), тобто $\hat{\vartheta}_k = \text{sign}(I_{k+1})$, де I_{k+1} визначається з (2.13).

2.1.5. Дискретні фільтри в алгоритмах систем стеження

Найбільше поширення в бортовій апаратурі СНС одержали фільтри другого та третього порядків. Безперервні системи стеження, будують, як правило, з використанням інтеграторів. При побудові дискретних фільтрів аналоговий інтегратор замінюють дискретним еквівалентом.

Відомі різні схеми заміни аналогового інтегратора дискретним, що обумовлено різними схемами чисельного інтегрування. Частіше всього використовують схеми дискретних інтеграторів, які наведені на рис. 2.7, а, б, в. Тут z^{-1} позначає затримку на один такт $T_{дс}$ дискретної обробки.

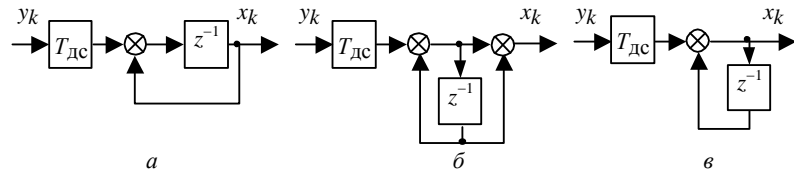


Рис. 2.7

У схемі на рис. 2.7, а реалізується дискретний алгоритм чисельного інтегрування $x_k = x_{k-1} + T_{дс}y_{k-1}$, а коефіцієнт передачі дискретного інтегратора у термінах z -перетворення

$$K(z) = T_{дс} / (z - 1) . \quad (2.22)$$

Схема на рис. 2.7, б описується різницеvim рівнянням $x_k = x_{k-1} + T_{дс}y_k$ з коефіцієнтом передачі дискретного інтегратора $K(z) = T_{дс}z / (z - 1)$, а в схемі на рис. 2.7, в реалізується алгоритм чисельного інтегрування $x_k = x_{k-1} + T_{дс}(y_k + y_{k-1})/2$ з коефіцієнтом передачі дискретного інтегратора

$$K(z) = T_{дс}(z + 1) / 2(z - 1) . \quad (2.23)$$

Аналоговий фільтр другого порядку, що використовується у спостережувальних вимірниках, має коефіцієнт передачі

$$K(p) = \frac{K_{ф2}(1 + pT_{ф})}{p^2} = \frac{K_{ф2}}{p} \left(\frac{1}{p} + T_{ф} \right) . \quad (2.24)$$

де $K_{ф2}$ – коефіцієнт підсилення фільтра; $T_{ф}$ – стала часу форсуючої ланки.

Схема аналогового фільтра наведена на рис.2.8.

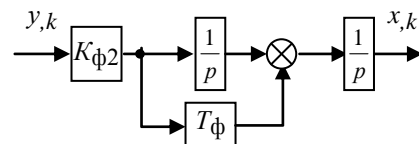


Рис. 2.8

Дискретний фільтр другого порядку, що відповідає (2.24), одержують при заміні аналогового інтегратора відповідним дискретним. Так, наприклад, використовуючи дискретний інтегратор з коефіцієнтом передачі (2.22), отримуємо коефіцієнт передачі дискретного фільтра другого порядку у вигляді

$$K(z) = \frac{K_{ф2}T_{дс}}{z - 1} \left(\frac{T_{дс}}{z - 1} + T_{ф} \right) . \quad (2.25)$$

Структурна схема дискретного фільтра другого порядку з коефіцієнтом передачі (2.25) наведена на рис. 2.9. Аналогічно одержують коефіцієнт передачі і структурну схему дискретного фільтра другого порядку при використанні дискретного інтегратора з коефіцієнтом передачі (2.23).

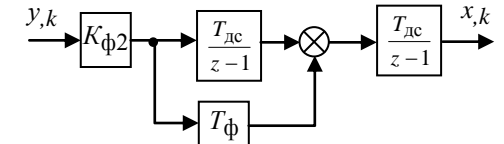


Рис. 2.9

Коефіцієнт передачі аналогового фільтра третього порядку

$$K(p) = \frac{K_{ф3}[1 + pT_{ф1} + (pT_{ф2})^2]}{p^3} = \frac{K_{ф3}}{p} \left(\frac{1}{p} \left(\frac{1}{p} + T_{ф1} \right) + T_{ф2}^2 \right) , \quad (2.26)$$

де $K_{ф3}$ – коефіцієнт підсилення фільтра; $T_{ф1}$, $T_{ф2}$ – сталі часу. Схема аналогового фільтра третього порядку наведена на рис. 2.10.

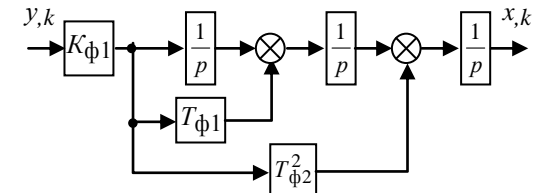


Рис. 2.10

Коефіцієнт передачі дискретного фільтра третього порядку одержують при підстановці в (2.26) замість коефіцієнта передачі аналогового інтегратора відповідного коефіцієнта передачі дискретного інтегратора. Підставляючи, наприклад (2.22), одержимо

$$K(z) = \frac{K_{ф3}T_{дс}}{z - 1} \left(\frac{T_{дс}}{z - 1} \left(\frac{T_{дс}}{z - 1} + T_{ф1} \right) + T_{ф2}^2 \right) . \quad (2.27)$$

Схема дискретного фільтра, який має коефіцієнт передачі (2.27), наведена на рис. 2.11.

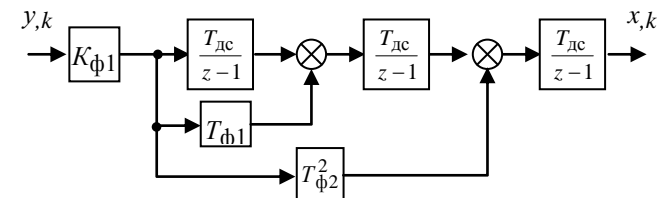


Рис. 2.11

Розглянуті фільтри другого та третього порядку можуть бути безпосередньо реалізовані в оптимальному КСФ, який описується рівнянням (2.15). У цьому випадку для фільтра другого порядку з коефіцієнтом передачі (2.25) перехідна матриця Φ_φ і матриця коефіцієнтів підсилення \mathbf{K}_φ у рівняннях (2.15) мають вигляд

$$\Phi_\varphi = \begin{vmatrix} 1 & T_{\text{дс}} \\ 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{K}_\varphi = \begin{vmatrix} K_{\varphi 1} \\ K_{\varphi 2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} K_{\varphi 2} T_{\text{дс}} T_\varphi \\ K_{\varphi 2} T_{\text{дс}} \end{vmatrix}. \quad (2.28)$$

Крок дискретної обробки, зазвичай, дорівнює $T_{\text{дс}} = T_{\text{н}}$.

При цьому ЦГС повинне між тактовими моментами часу t_k здійснювати лінійну екстраполяцію фази відповідно з алгоритмом

$$\tilde{\varphi}_{k,i} = \tilde{x}_{1k,i} = \tilde{x}_{1,k} + iT_d \tilde{x}_{2,k}, \quad (2.29)$$

а в тактові моменти часу, відповідно до рівняння (2.15), коригувати фазу на величину $\mathbf{K}_\varphi \text{sign}(I_{P,k+1}) Q_{P,k+1}$.

В реальних системах (див. рис. 2.3) дещо інша схема. Цифровий генератор сигналу ЦГС керується частотою, яка залежить від збільшення оцінки фази за крок дискретизації, яка позначена на схемі як $\Delta\hat{\omega}_k = \Delta\hat{\varphi}/T_{\text{н}}$. Частота ЦГС в момент часу $t_{k,i}$

$$\tilde{\omega}_{k,i} = \omega_{\text{пр.з}} + \tilde{\omega}_k + iT_d \Delta\hat{\omega}_k, \quad (2.30)$$

$$\text{де } \Delta\hat{\omega}_k = (\tilde{\varphi}_{k+1} - \tilde{\varphi}_k) / T_{\text{н}} = \tilde{x}_{2,k} + K_{\varphi 2} T_\varphi u_{\text{д.ф.к}}; \quad (2.31)$$

$\omega_{\text{пр.з}}$ – вихідна частота (частота захоплення).

Отже, фільтр Φ_φ у схемі на рис. 2.3 повинен формувати оцінку $\hat{\omega}$ відповідно до рівняння (2.31) разом з рівняннями для $\hat{x}_{2,k}$

$$\hat{x}_{2,k+1} = \hat{x}_{2,k} + K_{\varphi 2} u_{\text{д.к+1}} = \hat{x}_{2,k} + K_{\varphi 2} T_{\text{н}} u_{\text{д.к+1}}.$$

Схема такого фільтра наведена на рис. 2.12.

У КСЗ використовується в основному фільтр другого порядку з коефіцієнтом передачі (2.25). Для КСЗ справедливі ті ж положення, що і для КСФ, які описані вище. При побудові оптимальної схеми не-

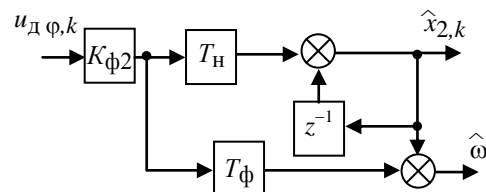


Рис. 2.12

обхідно використовувати рівняння (2.17) з перехідною матрицею і матрицею коефіцієнтів підсилення вигляду (2.28), а керування генератором опорного сигналу здійснювати в режимі екстраполяції (2.29) усередині тактового інтервалу з корекцією затримки в тактові моменти часу.

При іншій побудові КСЗ, наприклад як у схемі на рис.2.4, керування генератором опорного сигналу здійснюється шляхом збільшення затримки за такт. Приймаючи для такого сигналу керування позначення $\tilde{v}_{k,i}$, можна записати аналогічно (2.30)

$$\tilde{v}_{k,i} = \Delta\tilde{\tau} / T_{\text{н}} = T_{\text{н}} \tilde{x}_{2,k} + K_{\tau 1} u_{\text{д.т.к}} / T_{\text{н}}. \quad (2.32)$$

Отже, фільтр КСЗ має структуру, наведену на рис.2.12.

У системі стеження ЧАП на рис. 2.5 використовується фільтр другого порядку. Керування роботою ЦГС здійснюється частотою

$$\tilde{\omega}_{k,i} = \omega_{\text{пр.з}} + \hat{\omega}_{\text{доп.к}},$$

де $\hat{\omega}_{\text{доп.к}}$ – оцінка, що сформована зазначеним фільтром другого порядку.

Отже, коефіцієнт передачі фільтра в контурі ЧАП описується виразом (2.25), а його структурна схема наведена на рис. 2.9.

Аналіз розглянутих систем стеження КСФ і КСЗ дає підстави для складання узагальненої структурної схеми системи стеження, які використовуються в ПП. На відміну від класичних схем систем стеження їх зручно надавати у вигляді, показаному на рис. 2.13.

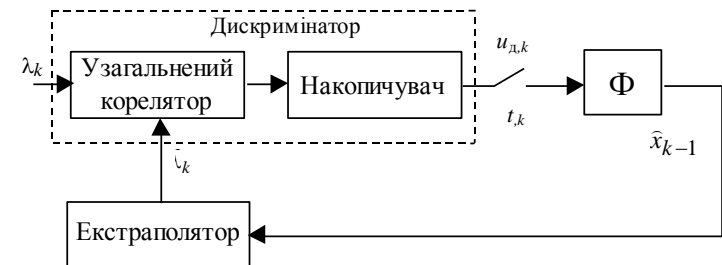


Рис. 2.13

Дискримінатор системи стеження включає узагальнений корелятор і накопичувач сигналу. На один вхід корелятора надходять відліки вхідного сигналу λ_k з кроком часової дискретизації T_d , на інший вхід – екстрапольована оцінка фільтрованого параметра

$\tilde{\lambda}_k = c\hat{x}_k$ з тим же кроком T_d . Вихідні відліки корелятора накопичуються (підсумовуються) на інтервалі часу $T_H = K_H T_d$ і в тактові моменти t_k сформовані відліки u_{dk} надходять на фільтр, який формує з тактом T_H оцінки \hat{x} вектора стану.

В системах стеження можливе використання різних екстраполяторів, що призводить до зміни властивостей систем стеження, тому цей блок у схемі на рис. 2.13 виділено окремо.

Для накопиченого відліку на виході дискримінатора можна записати

$$u_{д,k+1} = F_d(\lambda'_k - \tilde{\lambda}'_k) + \eta_k, \quad (2.33)$$

$$\text{де } \lambda'_k = \frac{1}{K_H} \sum_{i=1}^{K_H} \lambda_{k-1,i}; \quad \tilde{\lambda}'_k = \frac{1}{K_H} \sum_{i=1}^{K_H} \tilde{\lambda}_{k-1,i}, \quad (2.34)$$

η_k – випадкова складова вихідного процесу у вигляді дискретного білого шуму, $F_d(\lambda'_k - \tilde{\lambda}'_k)$ – регулярна складова (середнє значення процесу на виході дискримінатора), яка є функцією різниці середнього справжнього значення λ_i фільтрованого параметра і його екстрапольованої оцінки $\tilde{\lambda}_i$.

При використанні оптимального вимірника екстраполяція оцінки інформаційного процесу здійснюється відповідно до алгоритму (2.29), тому для еквівалентної екстрапольованої оцінки (2.34) справедливий вираз

$$\tilde{\lambda}'_k = \hat{\lambda}_{k-1} + bT_H \hat{\lambda}_{k-1}, \quad (2.35)$$

де

$$b = (K_H + 1)/2K_H. \quad (2.36)$$

При $K_H \gg 1$ одержуємо $b \approx 0,5$.

В системах стеження (див. рис. 2.3, 2.5) використовується інший тип екстраполятора (2.30), (2.31). Однак і для нього еквівалентний екстраполятор приводиться до виразу, аналогічного (2.35) з тим же коефіцієнтом b (2.36).

Основними характеристиками систем стеження є: стійкість, порядок астатизму, шумова смуга пропускання, динамічна похибка в сталому режимі, флуктуаційна похибка.

Розглянуті системи стеження мають астатизм другого порядку, тому їхні динамічні похибки у сталому режимі нульові при постійному і лінійно змінюваному процесі $\lambda(t)$ і відмінні від нуля при зміні $\lambda(t)$ за квадратичним законом.

До основних типів систем стеження другого порядку можна віднести: безперервну систему стеження, тобто систему, що працює в безперервному часі; класичну дискретну систему стеження без накопичення процесу на виході дискримінатора, який працює з кроком $T_{дс} = T_H$; оптимальну дискретну систему стеження з накопиченням процесу на виході дискримінатора і з екстраполятором типу (2.29); дискретну систему стеження з накопиченням і екстраполятором типу (2.30), (2.31).

При використуваному темпі дискретної фільтрації $T_{дс} \approx 1...5$ мс шумові смуги всіх систем стеження досить близькі. Накопичення відліків на виході дискримінатора на тих же інтервалах також слабо впливає на характеристики систем стеження. Системи стеження з оптимальною екстраполяцією (2.29) мають кращі характеристики, ніж ті, які використовуються на практиці, але останні більш прості з точки зору реалізації.

Конкретні значення параметрів систем стеження вибирають залежно від діючих на систему динамічних збурень і вхідного відношення сигнал/шум. Дані характеристики можуть істотно розрізнятися залежно від конкретних умов застосування СНС, наприклад, для ПІ, які застосовують в геодезії, характерна відсутність значних динамічних збурень, що дозволяє вибрати вузьку смугу пропускання систем стеження, знижуючи тим самим флуктуаційні похибки. Авіаційні ПІ працюють в умовах істотних динамічних збурень, обумовлених маневруванням літака, що призводить до необхідності розширювати смугу пропускання систем стеження.

Системи стеження з фільтрами третього порядку можуть використовуватися в системах стеження за фазою сигналу. Такі системи стеження мають астатизм третього порядку. Це призводить до відсутності динамічної похибки стеження навіть при зміні $\lambda(t)$ за квадратичним законом. Недолік таких систем стеження – можлива нестійкість їхньої роботи.

2.2. Виділення навігаційного повідомлення

Передаче в радіосигналах навігаційне повідомлення призначене для проведення споживачами навігаційних визначень і планування сеансів навігації. За своїм змістом навігаційне повідомлення, що передається кожним НС, містить оперативну і неоперативну навігаційну інформацію.

Оперативна інформація відноситься до того НС, з борта якого передається даний навігаційний радіосигнал, і містить ефемерида НС, зсування шкали часу НС відносно системної шкали часу; відмінність несучої частоти випромінюваного радіосигналу від номінального значення; код мітки часу, необхідний для синхронізації процесів виділення навігаційної інформації в апаратурі споживача.

Неоперативна інформація містить альманах системи.

Навігаційне повідомлення формується в цифровій формі. Для цього кожен переданий інформаційний параметр піддається квантуванню за рівнем. Кожному рівню квантування ставиться у відповідність кодова комбінація нулів і одиниць. Систему відповістей між дискретними значеннями параметра і кодовими комбінаціями називають *кодом*. Кодову комбінацію, яка відповідає квантованому значенню якого-небудь параметра, називають *словом*.

У СНС навігаційне повідомлення передається у вигляді потоку цифрової інформації. Швидкість передачі інформації в системі ГЛОНАСС становить 50 бод. Потік інформації складається з безперервно повторюваних повідомлень (*суперкадрів*) тривалістю 2,5 хв. Обсяг суперкадру СРНС ГЛОНАСС — 7 500 біт. У суперкадрі передається повний обсяг неоперативної інформації для всіх НС. Кожен суперкадр складається з 5 *кадрів*. Кожний кадр складається з 15 *рядків* і містить повний обсяг оперативної інформації для конкретного НС і частину альманаху. Рядки, у свою чергу, розбиті на *слова*, кожне з яких займає певне місце в рядку. Інформаційний рядок кадру містить 100 біт інформації. У системі NAVSTAR швидкість передачі цифрової інформації також становить 50 бод, структура потоку цифрової інформації аналогічна і має такі параметри: тривалість суперкадру – 12,5хв; обсяг суперкадру — 37 500 біт; у суперкадрі 5 кадрів по 5 рядків кожний.

Для кодування інформації можуть бути використані різні ко-

ди. В даний час найбільше поширення в практичних системах одержали *двійкові рівномірні коригувальні коди*, оскільки вони мають високі коригувальні властивості і порівняно прості у реалізації. Двійкові рівномірні коди, у свою чергу, поділяють на *блокові* і *безперервні*.

У СНС використовуються *блокові* коди, в яких цифрова інформація передається у вигляді окремих кодових комбінацій (блоків) однакової довжини. Кодування і декодування кожного блоку здійснюються незалежно.

Передача закодованого цифрового повідомлення в системі ГЛОНАСС здійснюється шляхом фазової модуляції випромінюваного навігаційним супутником радіосигналу.

При декодуванні навігаційного повідомлення в апаратурі споживача СНС необхідно виділити імпульси символів (тактової) частоти, які визначають межі прийнятих символів, тобто виконати *тактову синхронізацію*. Але через випадковий характер переданої інформації спектр радіосигналу не містить складової тактової частоти. Тому інформацію про тактову частоту можна виділити тільки із сигналу, в якому модулюючі посилення змінюють своє значення, тобто при зміні прийнятих символів від 0 до 1 і навпаки. Оскільки зміна модулюючих посилення має нерівномірний розподіл, то можуть виникати тривалі інтервали часу, для яких відсутня зміна значення символів. При цьому час установлення тактової синхронізації (знаходження правильної фази символів частоти) може істотно зростати.

Для усунення цього явища використовують додатковий синхродод у вигляді меандрових коливань із тривалістю символу $T_{\text{мк}} = 10$ мс, який складається по *mod 2* із закодованими символами навігаційних даних. Завдяки бідвійковому кодуванню завжди здійснюється практично рівномірний розподіл переходів від 1 до 0 і навпаки, у тому числі при передачі довгих масивів навігаційних даних з пріоритетом однакових символів. Це дозволяє зменшити час установлення тактової синхронізації в ПП споживача.

Крім тактової синхронізації в ПП споживача необхідно визначити межі кодових слів або деякої сукупності (блоків) слів, тобто здійснити *циклову синхронізацію*. У системі ГЛОНАСС за такі бло-

ки прийняті рядки навігаційного повідомлення. Циклову синхронізацію забезпечують за допомогою спеціальних синхросигналів, які в апаратурі ГЛОНАСС одержали назву "код мітки часу".

Сигнали навігаційного повідомлення, далекомірного коду, тактової і циклової синхронізації зв'язані по фазі між собою (синхронні). Це досягається шляхом їхнього формування від одного синтезатора тактової частоти НС.

У кореляторі апаратури споживача СНС на виході блоку оцінки навігаційного повідомлення формується безперервний потік символів навігаційного повідомлення, модульований меандровим коливальним кодом і спотворений шумами. Для виділення навігаційного повідомлення необхідно згладити шуми, синхронізувати прийнятий потік цифрової інформації і зняти модуляцію бідвійковим кодом. Процедура виділення навігаційного повідомлення ілюструється схемою, яка наведена рис. 2.14.

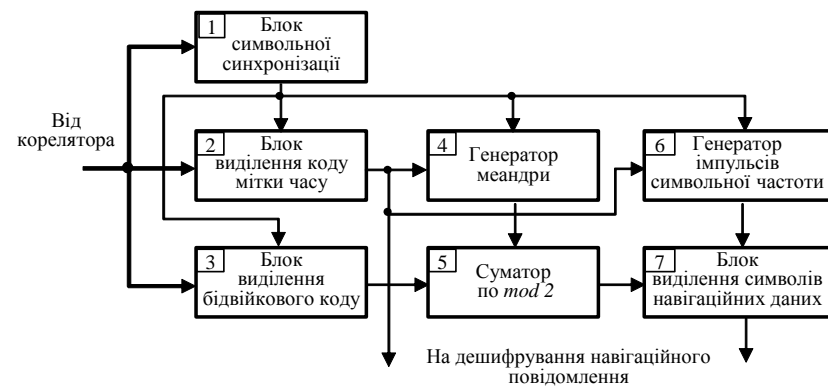


Рис. 2.14

Блок символної синхронізації 1 виділяє імпульси тактової частоти бідвійкового коду за інформацією про моменти зміни полярності символів, які надходять від каналу оцінювання навігаційного повідомлення корелятора, виділяє імпульси символної частоти бідвійкового коду 100 Гц, які синхронні з межами десяти мілісекундних символів. Ці імпульси з виходу блоку 1 надходять на другі входи блоку 2 виділення коду мітки часу і блоку 3 виділення бідвійкового коду. Вони використовуються для визначення десятимі-

лісекундних інтервалів накопичення (інтегрування) окремих символів, спотворених шумом, які від корелятора надходять на перші входи цих блоків.

У блоці 2 символи, що надходять від корелятора, після згладжування шумів піддаються погодженій фільтрації коду мітки часу. В результаті виконання цієї операції виділяється імпульс, який синхронний із заднім фронтом останнього тридцятого символу коду мітки часу і співпадає з двомілісекундною міткою.

Імпульс мітки часу з виходу блоку 2, як синхронізуючий імпульс надходить на другі входи генератора меандри 4 і генератора імпульсів символної частоти 6 навігаційних даних, на перші входи яких надходять імпульси символної частоти бідвійкового коду 100 Гц із виходу блоку 1. Генератор 4 з імпульсів частоти 100 Гц виробляє меандрові коливання тієї ж частоти, а блок 6 формує імпульси символної частоти навігаційних даних 50 Гц.

Меандрові коливання з виходу блоку 4 надходять на другий вхід блоку 5 (суматора по $mod 2$), на перший вхід якого надходять десятимілісекундні символи бідвійкового коду після їхнього згладжування в блоці 3 виділення бідвійкового коду. У суматорі 5 в результаті складання по $mod 2$ символів бідвійкового коду і меандрових коливань здійснюється відновлення двійкових символів навігаційних даних. Ці символи для додаткового згладжування надходять у блок 7 виділення символів навігаційних даних. Фіксація інтервалів згладжування (інтегрування), рівних 20 мс, здійснюється імпульсами символної частоти навігаційних даних 50 Гц, які надходять з блоку 6.

Вихідний сигнал блоку 7 у вигляді потоку відфільтрованих навігаційних даних надходить для подальшого дешифрування. Туди ж з виходу блоку 2 надходять синхронізуючі імпульси двомілісекундної мітки часу.

Після дешифрування навігаційного повідомлення з нього виділяється альманах системи, який накопичується та зберігається в ПЗУ навігаційного обчислювача, і ефемериди оперативної інформації, переданої кожним супутником, які використовуються в розрахунках просторових координат НС, необхідних при розв'язанні навігаційних задач.

Контрольні питання

1. На які етапи розбивають задачу оцінки вектора споживача?
2. Яка задача розв'язується на першому етапі оцінки вектора споживача?
3. Яка задача розв'язується на другому етапі оцінки вектора споживача?
4. Які параметри радіосигналу підлягають оцінюванню (фільтрації) у режимі стеження?
5. Опишіть у найпростішій постановці принцип роботи спостережувальних вимірників.
6. Які канали оцінки параметрів радіосигналу реалізують схеми спостережувального вимірника в кореляторі приймача СНС?
7. Чому в кореляторі приймача СНС передбачається режим автоматичного підстроювання частоти?
8. В чому головна відмінність формування в кореляторі синфазної I та квадратурної Q складових у режимі пошуку сигналів і в режимі стеження?
9. Які додаткові складові, крім синфазної та квадратурної I і Q , необхідно сформулювати для дискримінатора затримки сигналу в режимі стеження на відміну від режиму пошуку?
10. Яким чином у контурі стеження за затримкою забезпечується формування випереджувальної та запізнюючої опорних функцій?
11. Яку модуляцію радіосигналу застосовують в системі ГЛОНАСС для передачі закодованого навігаційного повідомлення?
12. Як здійснюється демодуляція радіосигналу сигналу в апаратурі споживача?
13. Наведіть спрощену структурну схему оптимального приймання сигналів з відносною фазовою маніпуляцією.
14. Перелічіть основні характеристики систем стеження.
15. Фільтри якого порядку, зазвичай, реалізують в оптимальному контурі стеження за фазою?
16. Фільтри якого, порядку зазвичай, реалізують в оптимальному контурі стеження за затримкою?
17. Які коди для кодування службової інформації найбільш поширені в супутникових системах?
18. Для чого при передачі службової інформації використовують додатковий синхрокод?