

УДК 621.372.542(045)

Т.Ю. Шкварницька, к.т.н., доц.

ОСОБЛИВОСТІ СИНТЕЗУ АНАЛОГОВИХ УЗГОДЖЕНИХ ФІЛЬТРІВНаціональний авіаційний університет
E-mail: fsu@nau.edu.ua

Розглянуто особливості синтезу аналогових узгоджених фільтрів. Наведено реалізацію узгодженого фільтра на фазових контурах з формуванням необхідного закону зміни затримки.

The peculiarities of analogue matched filters synthesis are considered in the paper. The realization of matched filter on phase contours with creation of necessary delay change law is presented.

Рассмотрены особенности синтеза аналоговых согласованных фильтров. Приведена реализация согласованного фильтра на фазовых контурах с формированием необходимого закона изменения задержки.

Постановка проблеми

Використання складного сигналу і його оптимальне оброблення за допомогою узгодженого фільтра дозволяє отримати високу роздільну здатність за великої тривалості сигналу.

Для побудови узгодженого фільтра, що є доволі складним завданням, необхідно визначити можливість виконання та складність фільтра.

Аналіз досліджень і публікацій

Основні особливості узгоджених фільтрів розглянуто в роботі [1], де наведено теоретичні відомості щодо узгоджених фільтрів і зв'язок між параметрами сигналу і фільтра.

У роботі [2] розглянуто можливості проектування фільтрів з будь-якою залежністю часу затримки від частоти. Але наведені матеріали не дозволяють раціонально вибирати параметри фільтра для конкретного випадку реалізації. Для забезпечення мінімальної кількості елементів фільтра та стабільності його характеристик необхідно розглянути зв'язок між параметрами сигналу та параметрами фільтра.

Мета роботи – дослідження можливостей реалізації узгодженого фільтра для сигналів великої тривалості та пов'язаних з цим вимог до параметрів фільтра і доцільного вибору його елементів.

Розроблення аналогового узгодженого фільтра

Фільтри для сигналів з нелінійною частотною модуляцією можна отримати додаванням пристрою з нелінійною затримкою (рис. 1).

При цьому частина лінійної складової затримки в реальних ситуаціях є доволі суттєвою (понад 90%). Тому фільтр, узгоджений з сигналом із лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ), буде основною частиною будь-якого узгодженого фільтра. Маючи набір пристроїв з нелінійною затримкою, можна отримати узгоджений фільтр для сигналів з різномунітними законами модуляції.

Один із раціональних способів створення аналогових узгоджених фільтрів є виконання їх на фазових контурах з формуванням необхідного закону зміни затримки.

Передавальна функція фазового контура другого порядку має вигляд:

$$H(S) = \frac{S^2 - b_1 S + b_0}{S^2 + b_1 S + b_0},$$

де $S = \sigma + j\omega$.

Коефіцієнти поліномів зв'язані з їх коренями співвідношеннями:

$$b_1 = 2y_i;$$

$$b_0 = \sigma_i^2 + \omega_i^2$$

де y_i , ω_i – модулі дійсної й уявної частин коренів полінома.

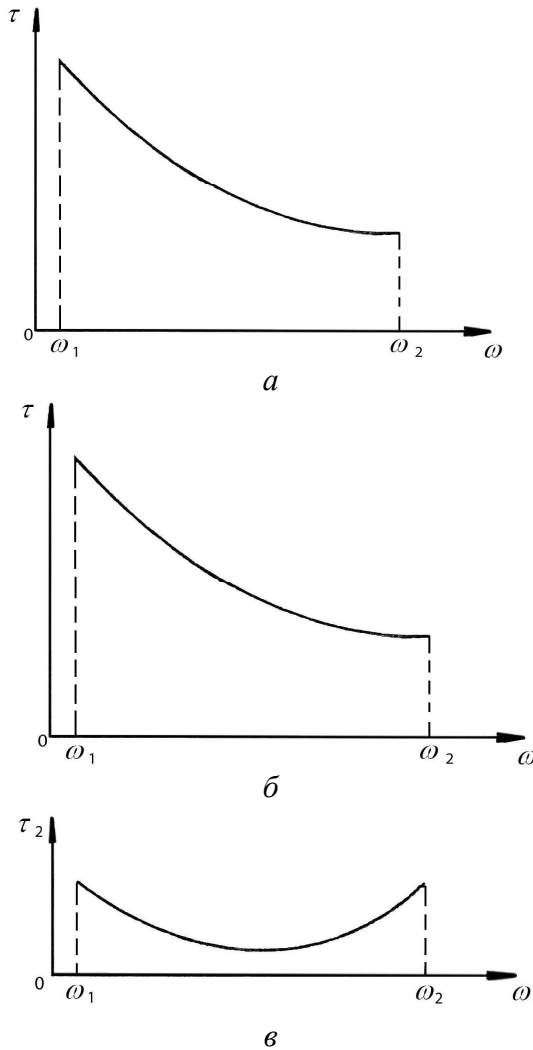


Рис. 1. Частотні залежності часу затримки фільтрів: *a* – фільтр для сигналу з нелінійною частотною модуляцією; *б* – фільтр для сигналу з ЛЧМ (лінійна складова (*a*) фільтра); *в* – фільтр з нелінійною частотною залежністю затримки (нелінійна складова (*a*) фільтра)

Амплітудно-частотна характеристика фазового контура не залежить від частоти. Фазочастотна характеристика (ФЧХ) і частотна характеристика часу затримки описуються виразами:

$$\varphi(\omega) = 2 \operatorname{arctg} \left(-\frac{\omega b_1}{b_0 - \omega^2} \right); \quad (1)$$

$$\tau(\omega) = \frac{2\sigma}{\sigma_i^2 + (\omega - \omega_i)^2}. \quad (2)$$

Залежності (1), (2) показано на (рис. 2, 3). Фазовий зсув, що вноситься колом на частоті

$$\omega_\phi = \sqrt{b_0},$$

дорівнює $-\pi$.

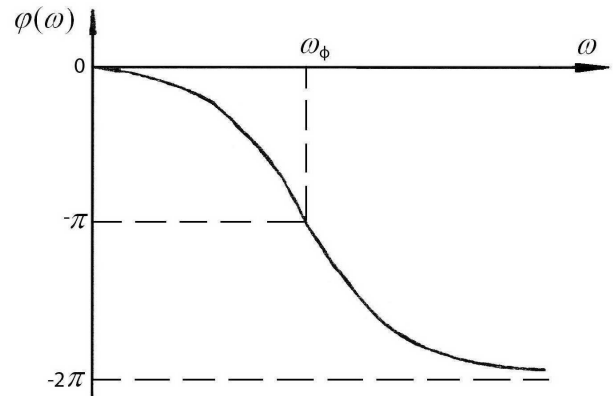


Рис. 2. Амплітудно-частотна характеристика фазового контура другого порядку

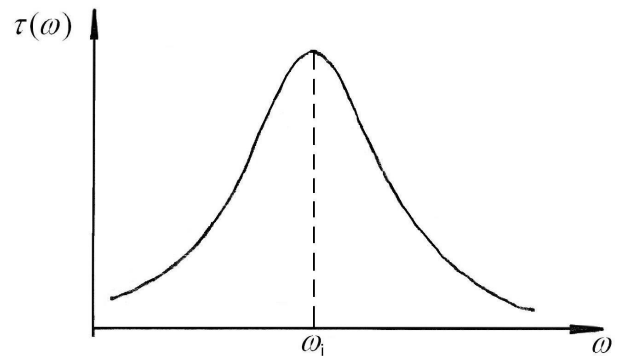


Рис. 3. Частотна характеристика часу затримки фазового контура другого порядку

Крива часу затримки симетрична відносно ω_i , де вона має максимум:

$$\tau_{\max} = \frac{2}{\sigma_i}.$$

На частотах $\omega_{1,2} = \omega_i \pm \sigma_i$ затримка дорівнює

$$\tau_{1,2} = \frac{1}{\sigma_i}; \quad \tau_{1,2} = 0,5\tau_{\max},$$

тобто зменшення σ_i збільшує τ_{\max} та загострює криву затримки.

Добротність полюса Q_n є одним з найважливіших параметрів під час проектування узгоджених фільтрів, оскільки з підвищенням добротності полюса збільшуються вимоги до стійкості та добротності елементів схеми:

$$Q_n = \frac{\sqrt{b_0}}{b_1}; \quad Q_n = 0,5\sqrt{1 + \frac{\omega_i^2}{\sigma_i^2}}.$$

Під час проектування узгоджених фільтрів доцільно забезпечити мінімум необхідної добротності полюса.

У роботі [2] наведені значення коренів поліномів передавальної функції фазових контурів другого порядку, які утворюють секцію узгодженого фільтра для ЛЧМ сигналу.

Корені задані для інтервалу нормованих частот $1 \leq \Omega \leq 2$ у вигляді

$$\lambda_{i,2} = -\hat{\sigma}_i \pm j\Omega_i.$$

Для переведення в потрібний діапазон частот необхідно використати співвідношення:

– у разі зменшення затримки зі зростанням частоти:

$$\begin{aligned} v_{i,2} &= \hat{\sigma}_i(\omega_2 - \omega_1) \pm j[\Omega_i(\omega_2 - \omega_1) + 2\omega_1 - \omega_2] = \\ &= -\omega_1 \pm j\omega_1; \end{aligned} \quad (3)$$

– у разі зростання затримки зі зростанням частоти:

$$\begin{aligned} v_{i,2} &= \hat{\sigma}_i(\omega_2 - \omega_1) \pm j[\Omega_i(\omega_2 - \omega_1) - 2\omega_2 + \omega_1] = \\ &= -\sigma_1 \pm j\omega_1. \end{aligned} \quad (4)$$

У виразах (3), (4) ω_1 і ω_2 – нижня та верхня граничні частоти робочої смуги частот узгодженого фільтра (смуги пропускання), що відповідає смугі частот сигналу, який обробляється. Використовуючи формули (3), (4) можна отримати вирази для добротності полюса:

– у разі зменшення затримки:

$$Q_n = 0,5 \sqrt{1 + \left(\frac{\frac{\omega_0}{\Delta\omega} - 1,5 + \Omega_i}{\hat{\sigma}_i} \right)^2}; \quad (5)$$

– у разі зростання затримки

$$Q_n = 0,5 \sqrt{1 + \left(\frac{\frac{\omega_0}{\Delta\omega} + 1,5 - \Omega_i}{\hat{\sigma}_i} \right)^2}, \quad (6)$$

де ω_0 – центральна частота смуги пропускання фільтра:

$$\omega_0 = 0,5(\omega_1 + \omega_2);$$

$\Delta\omega$ – смуга пропускання.

Якщо $\omega_0 \gg \Delta\omega$, для виразів (5) та (6) отримуємо

$$Q_n \approx \frac{0,5\omega_0}{\hat{\sigma}_i\Delta\omega} = \frac{0,5f_0}{\hat{\sigma}_i\Delta f} = \frac{0,5}{\hat{\sigma}_i\delta}.$$

Звідки випливає, що при заданій смугі частот сигналу $\Delta\omega$ добротність полюса зростає зі зростанням центральної частоти смуги пропускання фільтра (зі зменшенням відносної смуги пропускання δ). Для виконання узгодженого фільтра в області за більш низьких частот необхідно застосовувати гетеродинування сигналу.

В області низьких частот (відповідно більших значень δ) спадному закону зміни затримки відповідає менша добротність полюса, ніж зростаючому. Тоді для фазового кола з $\hat{\sigma}_i = 0,1$ і $\Omega_i = 1$, якщо $\Delta f = 300$ Гц та $f_0 = 500$ Гц, добротності полюсів за спадного та зростаючого законів зміни затримки становлять 6 та 10.

В області низьких частот доцільно конструювати узгоджені фільтри зі спадом часу затримки в міру зростання частоти, що відповідає ЛЧМ сигналу зі зростаючим законом модуляції.

Залежність добротності полюса від величини відносної смуги пропускання узгодженого фільтра при спадному законі зміни затримки показано на рис. 4.

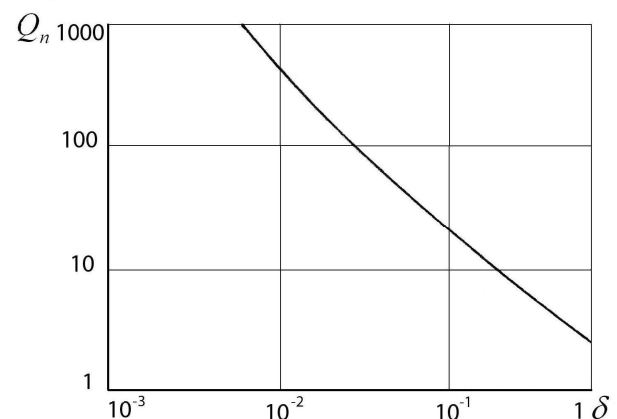


Рис. 4. Залежність добротності полюса від величини відносної смуги пропускання узгодженого фільтра

Кожна секція узгодженого фільтра забезпечує оброблення сигналу зі смугою частот $\Delta\omega$ та тривалістю T_1 , тобто базою

$$D_1 = \frac{\Delta\omega T_1}{2\pi}.$$

Для оброблення сигналу тривалістю T при тій же смузі частот $\Delta\omega$ необхідно каскадно з'єднати N таких секцій:

$$N = \frac{T}{T_1}.$$

У разі вибору секцій узгодженого фільтра необхідно враховувати такі міркування.

Зростання кількості фазових контурів у секції супроводжується або збільшенням D_1 , або зменшенням розміру похибки апроксимації ФЧХ узгодженого фільтра, що спричинює певні суперечності між вимогами отримання мінімальної складності фільтра та можливих фазових відхилень.

Аналіз секцій узгодженого фільтра показує, що найкращим чином вказані вимоги

виконуються у секції, де $\frac{D_1}{n} \approx 1$ (n – кількість фазових кіл у секції). Цим секціям відповідає прийнятне значення добротності полюса.

У разі проектування узгоджених фільтрів доцільно орієнтуватися на секції з $\frac{D_1}{n} \approx 1$.

При цьому загальна кількість фазових кіл виявляється приблизно такою, що дорівнює базі сигналу. Складність узгодженого фільтра (загальна кількість його елементів) визначається базою сигналу. Однак більш висока стабільність його параметрів, більша легкість у налаштуванні, більш помірні вимоги до якості елементів будуть забезпечені в тому випадку, коли база сигналу отримана при більш широкій смузі частот сигналу, що відповідає приймачам з великим розрізненням по відстані.

Розглянуті міркування дозволяють раціонально обирати параметри тракту оброблення складного сигналу.

Висновки

Розкрито особливості аналогових узгоджених фільтрів. Розглянуто область низьких частот. Вирішено питання для фільтрів, узгоджених з сигналом з ЛЧМ.

Література

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Сов. радио, 1997. – 608 с.
2. Трифонов И.И. Синтез реактивных цепей с заданными фазовыми характеристиками / И.И. Трифонов. – М.: Связь, 1984. – 216 с.

Стаття надійшла до редакції 11.01.2011.