УДК 621.372.061

Тимощук П.В.
НУ "Львівська політехніка", кафедра радіотехнічних пристроїв

СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ДЕТЕКТОРА ЧМ-СИГНАЛІВ

© Тимощук П.В., 2000

Синтезовано алгоритми детектора частотно-модульованих гармонічних сигналів. Детектор призначений для функціонування в області середніх частот несучих коливань. Алгоритми синтезуються на основі побудови дискретних та аналогових макромоделей детектора. Функціональна та структурна схеми пристрою конструюються на базі ланок затримки за часом, функціональних перетворювачів, диференціаторів та інтеграторів.

Детектори ЧМ-сигналів широко застосовуються при створенні різноманітних пристроїв аналогової та цифрової обробки сигналів. Існує декілька методів практичного розв'язання задачі детектування ЧМ-сигналів. Так, наприклад, у роботі [2] знаходиться оператор лінійного детектора в області неперервного часу та неперервних станів, а потім здійснюється перехід до дискретного часу. Підхід з [1] пов'язаний з безпосередньою побудовою різницевих рівнянь цифрових рекурсивних демодуляторів в часовій області. Методи з роботи [3] ґрунтуються на різноманітних евристичних прийомах.

У статті на відміну від загальноприйнятих підходів побудова алгоритму цифрового та аналогового нерекурсивних детекторів ЧМ-сигналів, яка здійснюється в часовій області, виконується на основі визначення макромоделі детектора у вигляді дискретного рівняння, поданого у неявній формі. Аргументами такого рівняння є дискрети дій, їх скінченних різниць, інтегралів, а також реакцій детектора. Потім здійснюється перехід до відповідного алгебраїчного рівняння.

Розглянемо задачу синтезу алгоритмів детектора ЧМ-сигналів у такій постановці. Нехай на вході детектора діють сигнали виду:

$$x(t)=A\cos\Psi(t)=A\cos[\omega_0 t+\theta(t)], \tag{1}$$

де A – амплітуда несучого високочастотного коливання, $\theta(t)$ – фаза, ω_0 – частота несучого високочастотного коливання, $t\epsilon T$, T – інтервал спостереження.

Згідно з вимогами до ЧМ-детектора, його реакції на вхідні дії (1) (повідомлення на виході детектора) повинні мати вигляд:

$$y(t) = d\Psi(t)/dt = \omega_0+d\theta/dt. \tag{2}$$

Розв'яжемо задачу за допомогою методики синтезу нелінійних електронних кіл з роботи [4], яка ґрунтується на побудові макромоделей кіл у формі алгебро-диференціальних рівнянь виду:

$$F\left[x(t), x`(t),..., x^m(t), y(t), y`(t),..., y^n(t)\right] = 0 \tag{3}$$

де $x^m(t)$, $y^n(t)$ – часові залежності m-ої похідної зовнішньої дії та n-ої похідної відповідної реакції кола, F[...] – нелінійна функція всіх аргументів, яка явно не залежить від часу. Однак макромодель може описуватись рівнянням, аргументами якого є дії, їх похідні, інтеграли, а також реакції кола. Запишемо вираз для такої макромоделі, для чого введемо до рівняння (3) при нульових початкових умовах інтеграли від дій та вилучимо з нього похідні від реакцій кола. У результаті макромодель набуде форми такого співвідношення:

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

$$\Phi\left[x(t), x`(t),..., x^m(t), \int x(t)dt, \iint x(t)dt^2,..., \underbrace{\int ... \int}_{r} x(t)dt^r\right] = 0, \qquad (4)$$

Як свідчать результати досліджень, рівнянням (4) можна описати досить широкий клас кіл.

Введемо заміну:

$$v(t) = \underbrace{\int ... \int}_{r} x(t)dt^r. \qquad (5)$$

Із врахуванням (5) вираз (4) можна подати у вигляді рівняння виду:

$$\Phi\left[v(t), v`(t),..., v^p(t)y(t)\right] = 0, \qquad (6)$$

де p = m+r+1. Очевидно, що форма рівняння (6) є частковим випадком (3), тому методику побудови макромоделей у вигляді алгебро-диференціальних рівнянь можна використовувати для визначення макромоделі (6), а отже, і (4).

Застосуємо вказану методику для розв'язання задачі синтезу алгоритмів детектора ЧМ-сигналів. Для цього спочатку за діями (1) та відгуками (2) за допомогою числового методу апроксимуємо дискретний прототип аналогової макромоделі детектора багатовимірним апроксимаційним поліномом, аргументами якого є дискрети дій, їх скінченних різниць, інтегралів та реакцій детектора. Аналогову макромодель отримаємо, перейшовши за допомогою відомих методів від дискретного до аналогового рівняння. На основі побудованих макромоделей сконструюємо функціональні схеми, що складаються із стандартних блоків, які застосовуються при аналогово-цифровій обробці сигналів.

Задачу синтезу розв'яжемо для гармонічних модулюючих сигналів для дій (1), де $\theta(t) = m \sin \Omega t$, m – амплітуда немодульованого коливання, Ω – частота модуляції та реакцій (2). Нехай $A \in [0,1; 0,9]$, $m \in [6; 50]$, $\Omega \epsilon [0,004; 0,012]$, $\omega_0 \in [0,92; 1,0]$, $t \in [0; 2\pi/\Omega]$.

Виберемо дискретні значення A, m, Ω та t для сигналів (1) і (2) на всьому заданому умовами поставленої задачі синтезу діапазоні зміни даних параметрів. Визначимо коефіцієнти макромоделі шляхом розв'язання задачі апроксимації з використанням 625 вхідних сигналів (1), заданих в області визначення параметрів сигналів: в 5 точках діапазону зміни A (крок $\Delta A = 0,2$), 5 точках діапазону зміни m ($\Delta m = 11$), 5 точках діапазону зміни Ω (крок $\Delta\Omega = 0,002$) та 5 точках діапазону зміни ω_0 (крок $\Delta\omega_0 = 0,02$), а також 625 відповідних реакцій детектора (2). Для цього зробимо припущення, що дискретна макромодель детектора описується п'ятивимірним поліномом другого порядку, аргументами якого є

$$x(k),\ \nabla x(k),\ \nabla^2 x(k),\ x^{-1}(k),\ y(k), \qquad (7)$$

де

$$\nabla x(k) = \frac{x(k+1) - x(k-1)}{2}, \nabla 2x(k) = x(k+1) - 2x(k) + x(k-1), x^{-1}(k) = \sum_{i=2}^{k} \frac{x(i-1) + x(i)}{2}$$

Обчисливши для дискрет A, m, Ω та t за допомогою числового диференціювання вектора значень x(k) дискрети необхідних аргументів, знайдемо коефіцієнти полінома в результаті розв'язання такої апроксимаційної задачі:

$$\left\{\sum_{k_1=0}^{2}\sum_{k_2=0}^{2}\sum_{k_3=0}^{1}\sum_{k_4=0}^{1}\sum_{k_5=0}^{2} Ck1...k5[x(k)]^{k_1}[\nabla x(k)]^{k_2}[\nabla^2 x(k)]^{k_3}[x^{-1}(k)]^{k_4}[y(k)]^{k_5}\right\} \to \min_C \quad (8)$$

Пронормуємо при цьому коефіцієнт полінома при $[\nabla x(k)]^2$. Дослідимо стійкість виконання поліномом відображення “вхід-вихід”.

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

Розв'язання задачі апроксимації приводить до отримання стійкої макромоделі детектора у формі такого рівняння:

$$\left[\nabla x(k)\right]^2 - 1{,}001x(k)\nabla^2 x(k) - 0{,}997\left[x(k)y(k)\right]^2 + 1{,}003\nabla x(k)x^{-1}(k)\left[y(k)\right]^2 = 0 \qquad (9)$$

Отримане рівняння в явній формі:

$$y(k) = \sqrt{\frac{\left[\nabla x(k)\right]^2 - 1{,}001x(k)\nabla^2 x(k)}{0{,}997\left[x(k)\right]^2 - 1{,}003\nabla x(k)x^{-1}(k)}} \qquad (10)$$

Відповідне аналогове рівняння можна записати у вигляді:

$$y(t) = \sqrt{\frac{\left[x`(t)\right]^2 - 1{,}001x(t)x``(t)}{0{,}997\left[x(t)\right]^2 - 1{,}003x`(t)\int x(t)dt}}\,. \qquad (11)$$

Як можна побачити з отриманих результатів, як дискретна, так і аналогова макромоделі детектора передбачають наявність певних початкових умов

$$x^{-1}(k) \text{ при } k = 1 \text{ т } \int x(t)dt \text{ при } t = 0,$$

які визначаються значеннями A, m, Ω, ω_0 та Δt. Максимальне відносне та середньоквадратичне відхилення повідомлення, отримані за макромоделлю (10) від істинного повідомлення детектора для кроку дискретизації за часом $\Delta t = 1.5\cdot 10^{-4}\pi/\Omega$ відповідно дорівнюють: $\varepsilon = 4{,}897\cdot 10^{-3}$ та $\sigma = 1{,}270\cdot 10^{-5}$.

Як свідчать результати досліджень, збільшення порядку багатовимірного полінома в межах одного розв'язку задачі синтезу, а також збільшення кількості тестових сигналів при зменшенні кроку дискретизації та діапазонів зміни A, m, Ω, ω_0 та t дозволяють зменшувати значення похибок перетворення “вхід-вихід” детектора. Оскільки задача синтезу в вищеприведеній постановці може мати більше одного розв'язку, це дозволяє ставити задачу оптимального синтезу ЧМ-детектора, тобто при заданій точності апроксимації відображення “вхід-вихід” детектора можна вибирати структуру та параметри його макромоделей за необхідними критеріями.

Згідно з отриманими макромоделями, функціональні схеми цифрового та аналогового детекторів можна реалізувати на базі ланок затримки за часом, диференціаторів, інтеграторів, цифрових та аналогових функціональних перетворювачів, суматорів, помножувачів та подільників методами прямого моделювання.

Як видно з отриманих результатів, за допомогою розв'язання задачі апроксимації поліномом п'яти змінних визначаються нерекурсивні математичні макромоделі детектора ЧМ-сигналів. Слід відзначити, що нерекурсивні цифровий та аналоговий детектори, побудовані відповідно до отриманих рівнянь, мають суттєво менші похибки перетворення “вхід-вихід” для множин вхідних сигналів *x(t),* ніж відповідні аналоги з [1]. Порівняння нерекурсивних та рекурсивних алгоритмів детектора, проведене за умови однакової складності алгоритмів, свідчить про переваги нерекурсивних схем побудови завдяки меншій величині похибки перетворення “вхід-вихід” детекторів та стійкості алгоритмів.

Зазначимо, що на основі описаної методики можна знаходити розв'язки задачі побудови математичних макромоделей та синтезу широкодіапазонних детекторів ЧМ-сигналів, тобто детекторів, які без змін своєї структури та параметрів можуть з достатньою для практичного застосування точністю функціонувати в широких межах зміни параметрів ЧМ-сигналів.

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

1. Букашкин С.А., Кузиев Э.М. Синтез алгоритмов цифровых рекурсивных демодуляторов АМ- и ЧМ-сигналов // Радиоэлектроника. 1989. № 12. С.34—41. 2. Ланнэ А.А. Нелинейные динамические системы: синтез, оптимизация, идентификация. Л., 1985. 3. Применение цифровой обработки сигналов/Под ред. Э. Оппенгейма. М., 1980. 4. Tymoshchuk P.V. and Shapovalov Y.I., Synthesis of electronic devices on the determination and digitization of implicit algebra-differential equations base // Radioelectronics and Communications Systems. Vol.41. April, 1998. P.41–43.

УДК 620.22

Качмарек З., Дробніца А.
Політехніка Свєнтокшиска, Кєльце, Польща

МЕТОД КОРЕКЦІЇ ДИСПЕРСІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ І ЗГАСАННЯ В МЕХАНІЧНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

© Качмарек З., Дробніца А., 2000

Подано дослідний метод корекції спотворень, викликаних дисперсією, а також згасання у в’язкопружному механічному перетворювачі. Суть методу полягає в дослідному визначенні поширювальних властивостей перетворювача, описуваних дисперсійною кривою і згасанням. Для визначення дисперсійної кривої перетворювача використано перетворення Wavelet, а згасання визначене зі спектральної передавальної функції відрізку перетворювача. Для верифікації запропонованого методу експериментально досліджувалося відтворення імпульсних тисків, створюваних електричними розрядами у воді. Подано результати цих досліджень.

1. Вступ

Сталевий циліндричний стрижень часто використовується як перетворювач для вимірювання імпульсних механічних величин [6]. Обмеженням його застосування у діапазоні високих частот є деформація перетворювання, яка викликана явищем дисперсії і згасанням. Ці явища належить брати до уваги для деформуючих хвиль, довжина яких така сама або менша за діаметр стрижня. Питання корекції дисперсійних спотворень у механічному перетворювачі типу стрижня Хопкінсона було темою попередніх праць авторів [3-5]. У цих працях застосовано пружну модель механічного перетворювача і зауважено тільки ефекти дисперсії. З експериментальних досліджень видно, що у діапазоні високих частот деформацій треба зважити на в’язке згасання у перетворювачі [1]. У праці наведено дослідні методи корекції дисперсійних деформацій і згасання в механічному перетворювачі з метою застосовування для відтворення перебігу процесів ударних тисків.

2. Суть пропонованого методу

Метод відтворення перебігу процесу змушування можна поділити на два етапи. У першому етапі коректується тільки вплив дисперсії, внесеної механічним перетворювачем, натомість на другому етапі розглядається його згасання. Сигнал змушування відтворюється з використанням вихідних сигналів з двох тензометричних перетворювачів, розміщених на стрижні на відстані відповідно L і 2L від його початку [6]. Будову сконструйованого таким чином давача наведено на рис.1.

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua