



УКРАЇНА

(19) UA (11) 55171 (13) U
(51) МПК (2009)
G01R 23/16МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ПАТЕНТУ
НА КОРИСНУ МОДЕЛЬвидається під
відповідальність
власника
патенту

(54) ПРИСТРІЙ ДЛЯ АПАРАТУРНОГО АНАЛІЗУ АКТИВНОГО СПЕКТРА ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

1

2

(21) u201005764

(22) 12.05.2010

(24) 10.12.2010

(46) 10.12.2010, Бюл.№ 23, 2010 р.

(72) ТУНИК ВОЛОДИМИР ФЕДОТОВИЧ

(73) ДНІПРОПЕТРОВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ
ІМЕНІ АКАДЕМІКА В.ЛАЗАРЯНА

(57) 1. Пристрій для апаратного аналізу активного спектра інформаційних сигналів, який містить від одного до п'яти каналів одночасного аналізу, який **відрізняється** тим, що кожен канал містить відомий структурно-сигнальний нестационарний фільтр (ССНФ) простішої реалізації, який містить послідовно з'єднані за сигнальним входом керований диференціатор (КД), вхід якого є входом ССНФ; керований резонансний контур (РК) та керований інтегратор (КІ), вихід якого є виходом ССНФ, і уведено відомий виділювач обвідної $A(t)$ сигналів та їх миттєвої частоти $\omega(t)$ (ВОЧ), вхід якого з'єднано зі входом ССНФ і ВОЧ містить перетворювач Гільберта, виділювач обвідної (ВО), вихід якого з'єднано зі входом керування КД і КІ, та виділювач частоти (ВЧ), вихід якого з'єднано зі входом керування РК.

2. Пристрій за п. 1, який **відрізняється** тим, що контур РК містить послідовно з'єднані за сигналь-

ним входом перший дільник сигналів (ДС), на вході ділення якого знаходиться джерело постійної напруги (ДПН) X_0 ; перший суматор; перший та другий інтегратори і перший множник сигналів (МС); також - диференціатор; другий МС, на другому вході якого знаходиться ДПН d ; блок піднесення до квадрата (БПК) і послідовно з'єднані другий ДС, другий суматор з від'ємним входом і третій МС, другий вхід якого з'єднано з виходом першого інтегратора, а вихід - з від'ємним входом першого суматора, другий від'ємний вхід якого з'єднано з виходом ВЧ і об'єднано з другим входом другого ДС, зі входами диференціатора, другого МС та БПК, вихід якого з'єднано зі входом першого МС, а вихід диференціатора з'єднано з другим входом другого ДС і вихід другого МС з'єднано з другим входом другого суматора.

3. Пристрій за п. 1, який **відрізняється** тим, що КД містить послідовно з'єднані МС, ДС та диференціатор, при цьому на другому вході МС знаходиться ДПН C_0 і другий вхід ДС з'єднано з виходом ВО; а КІ містить послідовно з'єднані МС, ДС та інтегратор, при цьому другий вхід МС з'єднано з виходом також ВО і на другому вході ДС знаходиться ДПН C_0 .

Корисна модель відноситься до техніки апаратного аналізу активного спектра сигналів вимірної інформації про короткочасне порушення нормального безперервного функціонування реальних фізичних об'єктів.

Відома степінь корисності використання у різних галузях науки і техніки апаратного аналізу спектра реальних фізичних процесів, які в основному є випадковими нестационарними, тому їх аналіз можна виконувати лише найбільш швидкодіючими відомими аналізаторами паралельного типу одночасної дії. Але стаціонарні аналізуючі фільтри цих аналізаторів неадекватні нестационарним процесам, тому при їх використанні виникають недопустимі похибки аналізу навіть при небажаному збільшенні часу аналізу до відомої межі їх структурної однорідності.

Однією з можливостей підвищення ефективності апаратного спектрального аналізу саме нестационарних процесів - інформаційних сигналів є шлях використання відомого поняття про активний спектр сигналів, який безперервно переміщується по пасивному - неінформаційному (зайвому) частотному діапазону значної ширини порівняно зі активною смугою цього спектра, який у кожний момент несе досить повну інформацію про сигнали, що аналізуються. Зрозуміло, що адекватними для таких сигналів повинні бути лише автоматично керовані смугові фільтри, які здатні відслідковувати зміщення активного спектру.

Подібні фільтри відомі [Виницький А.С. Модульовані фільтри і слідячий прийом ЧМ сигналів. - М.: «Сов. радио», 1969]. Але ці фільтри являють собою лише фільтри другого порядку -

(13) U

(11) 55171

(19) UA

одиначні резонансні контури, які не можуть забезпечити необхідну вибірковість при потрібній активній смузі пропускання спектральних частот. Крім того, затухання і, як наслідок, смуга пропускання цих контурів хоча і залежать від функції миттєвої частоти вхідного сигналу, але лише з умови так названої адіабатичної інваріантності і це незалежно від функції його обвідної.

Відомий пристрій для слідувального аналізу активного спектра нестационарних процесів [Патент України на корисну модель №33179 від 10.06.2008. Бюл. №11], який містить 3-5 каналів, аналізуючи фільтри кожного з яких є смуговими фільтрами вище другого порядку [Патент України на корисну модель №23124 від 10.05.2007. Бюл. №6], які згідно з поняттям активного спектру і за аналогією з відомими аналізаторами спектру розраховуються на усю активну смугу і мають високу вибірковість, тобто вони є фільтри високого порядку, що значно ускладнює реалізацію аналізатора. Крім того, ці фільтри відслідковують лише частоту зміщення активного спектру незалежно від обвідної вхідного сигналу.

Найбільш близьким аналогом до технічного рішення, що заявляється, є такий аналізатор, нестационарні фільтри якого керовані не тільки за частотою зміщення активного спектру, а і за обвідною вхідних сигналів.

Відомі структурно-сигнальні нестационарні фільтри (ССНФ) [Заездный А.М., Зайцев В.А.. Структурно-сигнальные параметрические фильтры и их использование для разделения сигналов. «Радиотехника», т.26, №1, 1971]. Ці фільтри представляють собою одиначні коливальні контури, які відповідають умові узагальненого резонансу, коли безперервно компенсується затухання контуру зовнішнім діянням, тому він сприймає адекватне складне діяння подібно тому, як найпростіше синусоїдальне колювання сприймає стаціонарний резонансний контур. Ключова особливість фільтрів ССНФ є така, що їх затухання і, як наслідок, смуга пропускання залежать не тільки від функції миттєвої частоти зміщення активного спектра, а і, головне, від функції зміни обвідної вхідного сигналу.

Але вирази змінних коефіцієнтів диференціальних рівнянь другого порядку відомих ССНФ мають порівняно велику кількість параметрів, відносин їх похідних та їх добуток, що суттєво ускладнює реалізацію таких ССНФ.

Відомий ССНФ спрощеної реалізації [Зайцев В. А.. Структурно-сигнальные нестационарные фильтры как основа для построения следящих систем связи. Сб. Методы помехоустойчивого приёма ЧМ и ФМ сигналов. - М.: «Сов. радио», 1972, Рис. 2], який містить послідовно з'єднані керований диференціатор, послідовний резонансний контур (РК) з керованими індуктивним та ємнісним елементами та керований інтегратор, сигнальний вхід якого з'єднано з конденсатором контуру РК. Керування диференціатора і інтегратора виконано за обернено пропорційною функцією обвідною вхідного сигналу, а керування індуктивного та ємнісного елементів за обернено пропорційною фун-

кцією зміщення середньої частоти активної спектра цього ж сигналу.

Але, якщо ці фільтри, згідно з поняттям активного спектру, використовувати як окрему ланку для побудови фільтрів високого порядку, то значного спрощення реалізації аналізатора досягнуто не буде і чим вище їх порядок, тим нижче ефект спрощення, а наявність керованого індуктивного елемента потребує використовувати для низькочастотних сигналів важкокерованих котушок індуктивності великих розмірів, що приводить до перекручування автоматичного керування і суперечить принципу мініатюризації вимірювальної апаратури.

Крім того, дослідження відомого ССНФ показало, що його амплітудно-частотна характеристика зростає з підвищенням резонансної частоти настройки, що приводить до частотних перешкодок вихідного сигналу. При цьому невідомим є принцип виділення обвідної та миттєвої частоти зміщення активного спектра, а використання типових інерційних амплітудних детекторів і частотних дискримінаторів суттєво впливають на точність автоматичної перестройки ССНФ.

Технічною задачею, яка вирішується корисною моделлю, є задача одержання значно більш ефективного та спрощеного пристрою для апаратного аналізу активного спектра нестационарних процесів -інформаційних сигналів.

Ця задача вирішується пристроєм для апаратного аналізу активного спектра інформаційних сигналів, який містить від одного до п'яти каналів одночасного аналізу.

Новим є то, що кожен канал містить відомий структурно-сигнальний нестационарний фільтр (ССНФ) простішої реалізації, який містить послідовно з'єднані за сигнальним входом керований диференціатор (КД), вхід якого є входом ССНФ; керований резонансний контур (РК) та керований інтегратор (КІ), вихід якого є виходом ССНФ і уведено відомий виділювач обвідної $A(t)$ сигналів та їх миттєвої частоти $\omega(t)$ (ВОЧ), вхід якого з'єднано зі входом ССНФ і ВОЧ містить перетворювач Гільберта, виділювач обвідної (ВО), вихід якого з'єднано зі входом керування КД і КІ, та виділювач частоти (ВЧ), вихід якого з'єднано зі входом керування РК.

Реалізація перетворювача Гільберта відома, наприклад, [Одесский В.Я.. Построение безындуктивного преобразователя Гильберта по условию минимума квадратичной ошибки. «Радиотехника», т.24, №5, 1969] чи [Аврамкин В.Л., Галямичев Ю.П., Ланнэ А.А.. Электронические линии задержки и фазовращатели. — М.: «Связь», 1973, Гл.4].

Новим є і то, що контур РК містить послідовно з'єднані за сигнальним входом перший дільник сигналів (ДС), на вході ділення якого знаходиться джерело постійної напруги (ДПН) X_0 ; перший суматор; перший та другий інтегратори і перший множник сигналів (МС); також - диференціатор; другий МС, на другому вході якого знаходиться ДПН d ; блок зведення до квадрату (БЗК) і послідовно з'єднані другий ДС, другий суматор з від'ємним входом і третій МС, другий вхід якого з'єднано з виходом першого інтегратора, а вихід - з від'ємним входом першого суматора, другий від'ємний вхід

якого з'єднано з виходом ВЧ і об'єднано з другим входом другого ДС, зі входами диференціатора, другого МС та БЗК, вихід якого з'єднано зі входом першого МС, а вихід диференціатора з'єднано з другим входом другого ДС і вихід другого МС з'єднано з другим входом другого суматора.

Новим є також і то, що КД містить послідовно з'єднані МС, ДС та диференціатор, при цьому на другому вході МС знаходиться ДПН C_0 і другий вхід ДС з'єднано з виходом ВО; а КІ містить послідовно з'єднані МС, ДС та інтегратор, при цьому другий вхід МС з'єднано з виходом також ВО і на другому вході ДС знаходиться ДПН C_0 .

На кресленні, що додається, наведені структурні електричні схеми запропонованого фільтра фіг. 1, керованого диференціатора КД фіг.2, керованого інтегратора КІ 3 фіг.3 і виділювач обвідної $A(t)$ сигналів та їх середньої миттєвої частоти ω (t) (ВОЧ) 4 зміщення активного спектра фіг.4, які містять КД 1, резонансний контур РК 2, КІ 3, ВОЧ 4, дільник сигналів ДС 5, суматор 6, інтегратор 7, множник сигналів МС 8, диференціатор 9, блок зведення до квадрату БЗК 10, джерело постійної напруги ДПН 11 перетворювач Гільберта 12, виділювач обвідної ВО 13 і виділювач миттєвої частоти ВЧ 14.

Входом запропонованого фільтра є сигнальний вхід КД 1, а виходом - вихід КІ 3. Вхід керування блоків КД 1 та КІ 3 з'єднано з виходом ВО 13. Контур РК 2 містить послідовно з'єднані перший ДС 5, перший суматор 6, перший та другий інтегратори 7 і перший МС 8; також - послідовно з'єднані другий ДС 5, другий суматор 6 і третій МС 8, другий вхід якого з'єднано з виходом першого інтегратора 7, а вихід - з від'ємним входом першого суматора 6. Контур РК 2 містить також диференціатор 9, вихід якого з'єднано з другим входом другого ДС 5; другий МС 8, вихід якого з'єднано з другим входом другого суматора 6 і БЗК 10, вихід якого з'єднано з другим входом першого МС 8. Вихід ВЧ 14 з'єднано з другим від'ємним входом першого суматора 6, з другим входом другого ДС 5, зі входами диференціатора 9, другого МС 8 та БЗК 10.

Працює запропонований пристрій таким чином:

Напруга $u_1 = A \cos \int \omega dt$ інформаційного сигналу про короткочасне порушення нормального безперервного функціонування реальних фізичних об'єктів надходить на вхід МС 8, що входить до КД 1 фіг.2 і на вхід перетворювача Гільберта 12, ВО 13 і ВЧ 14, що входять до ВОЧ 4 фіг.4. На виході перетворювача Гільберта 12 одержується напруга сигналу h , яка надходить на другий вхід ВО 13 і ВЧ 14. На виході ВО 13 одержується напруга обвідної

$A \cos \int \omega dt = \sqrt{u_1^2 + h^2}$, а на виході ВЧ 14 - напруга миттєвої частоти $\omega = \frac{d}{dt} \arctg \frac{h}{u_1}$, яка надходить на

вихід керування контуру РК 2, а напруга обвідної $A(t)$ надходить на вхід керування ДС 5, що входить до блоку КД 1 фіг.2, і на вхід керування МС 8, що входить до блоку КІ 3 фіг.3.

На виході блоку КД 1 одержується напруга u , яка надходить на вхід РК 2.

Для реального диференціатора $u = \frac{d}{dt} RC(t)u_1(t)$, де, згідно з відомим ССНФ,

$C_k = \frac{C_0}{A}$, а C_0 - початкове значення конденсатора

блоків КД 1 та КІ 3. На другому вході МС 8, що входить до КД 1 фіг.2 і на вході ДС 5, що входить до КІ 3 рис.3 знаходиться джерело ДПН 11 C_0 .

Напруга u з виходу КД 1 надходить на сигнальний вхід РК 2, який у відомому фільтрі ССНФ представляє послідовне з'єднання резистивного, індуктивного та ємнісного елементів, вихідна напруга якого одержується зі конденсатора, тобто

$u_c = \frac{1}{C_k} \int i dt$, де $C_k = \frac{C_0}{\tau}$. У цьому ж фільтрі

індуктивність $L = \frac{L_0}{\tau}$, де L_0 - постійне значення

як і C_0 початкової настройки контуру РК 2, а $\tau = \tau_0 \int \omega dt / \omega_0$ - приведений час, де ω_0 - постійна частота початкової настройки цього ж контуру.

Інтегро-диференціальне рівняння цього контуру для струму i має вигляд:

$$u = ir + \frac{d}{dt} L i + \frac{1}{C_k} \int i dt \quad (1)$$

Після підстановки у (1) вище наведені параметри та нескладних перетворень одержимо наступне рівняння зі змінними коефіцієнтами:

$$\frac{d}{dt} i + \left(d - \frac{\omega}{\omega_0} \right) i + \omega \int i dt = \frac{\omega}{X_0} u, \quad (2)$$

де $d = \frac{r}{X_0}$ - затушення контуру, $X_0 = \omega_0 L$ - реактивний опір індуктивного елемента на резонансній частоті ω_0 . Відомо, що для реалізації фільтра за рівнянням (2) необхідно мати лише інтегратор, диференціатор, суматор і підсилювач зі змінним коефіцієнтом передачі.

Для одержання структурної схеми контуру РК 2 фіг. 1 рівняння (2) необхідно перетворити до вигляду:

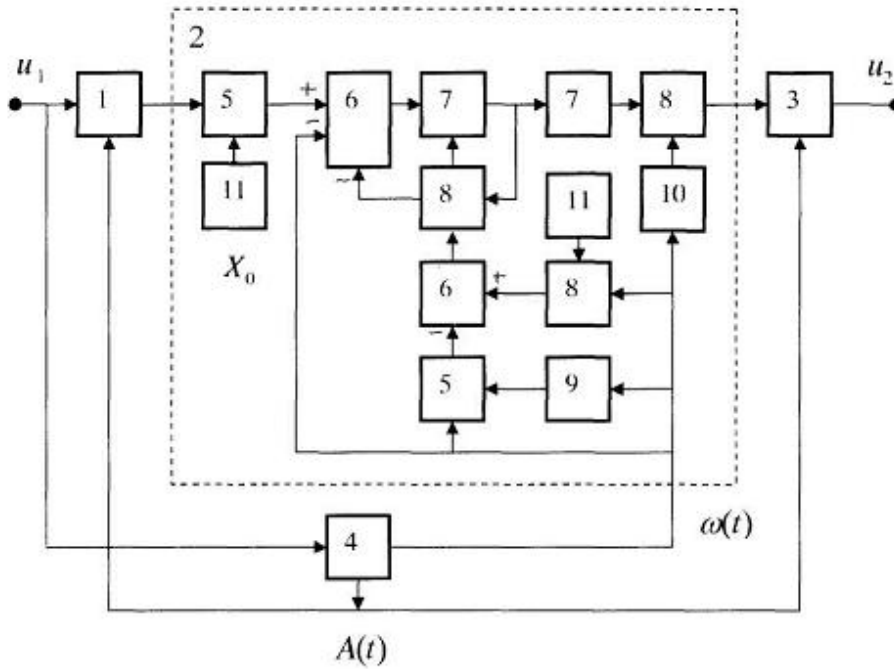
$$\frac{d}{dt} i = \frac{\omega}{X_0} u - \left(d - \frac{\omega}{\omega_0} \right) i - \omega \int i dt, \text{ з якого виявляється зрозумілою структурна схема цього контуру } i, \text{ як наслідок, осмисленість його особливостей праці.}$$

Дослідження комп'ютерної моделі запропонованої структурної схеми рисі підтвердило відсутність вище відмічених недоліків відомого фільтра ССНФ простішої реалізації і показало високу точність одержаного вихідного сигналу після швидкого закінчення перехідного процесу у РК 2 і це незалежно від функцій обвідної та миттєвої частоти вхідного сигналу.

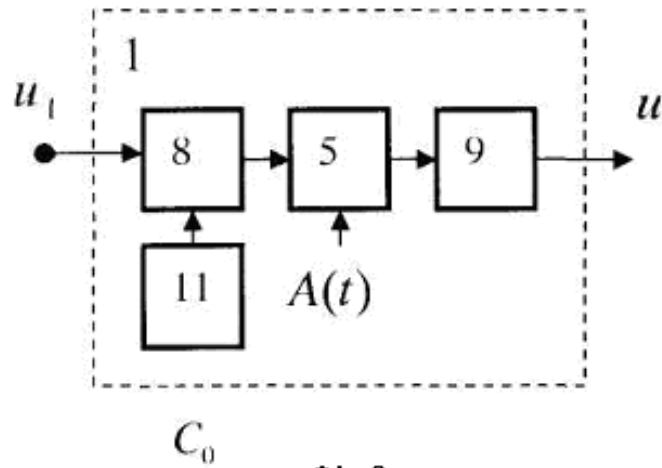
Таким чином, в залежності від умов конкретних технічних задач на шляху використання за-

пропонованого фільтра, на відміну від відомих аналізаторів спектра паралельного типу, дійсно існує можливість створювати як на аналоговій, так і на цифровій елементній базі значно більш спрощені та високоточні аналізатори активного спек-

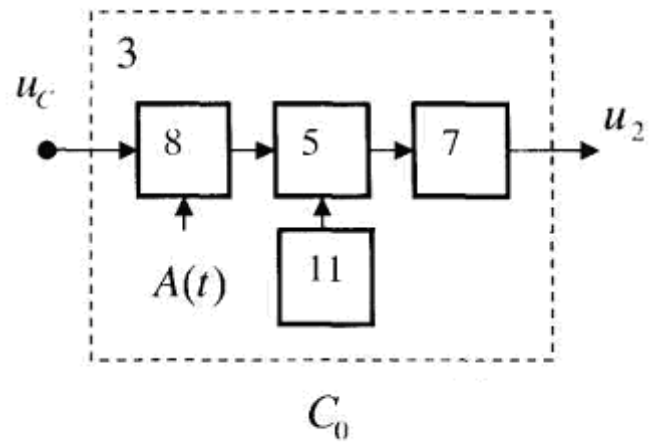
ра, використання яких у системах функціонування реальних технічних об'єктів дозволить суттєво поліпшувати основні характеристики їх, що саме і визначає практичну корисність упровадження таких аналізаторів у науку і техніку.



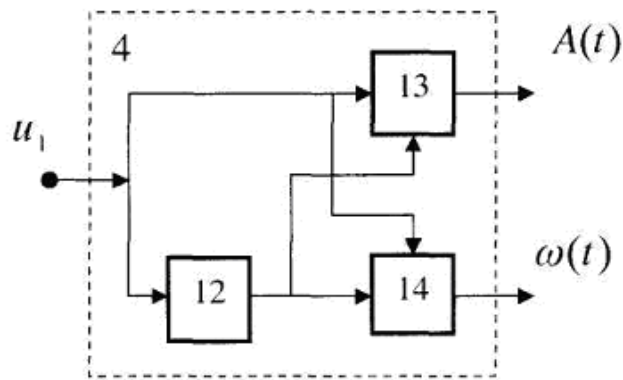
Фіг. 1



Фіг. 2



Фіг. 3



Фіг. 4