



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

УКРАЇНА

(19) **UA**

(11) **75515**

(13) **U**

(51) МПК

H04B 1/10 (2006.01)

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

(21) Номер заявки: **u 2012 04036**

(22) Дата подання заявки: **02.04.2012**

(24) Дата, з якої є чинними
права на корисну
модель: **10.12.2012**

(46) Публікація відомостей
про видачу патенту: **10.12.2012, Бюл.№ 23**

(72) Винахідник(и):

Туник Володимир Федотович (UA)

(73) Власник(и):

**ДНІПРОПЕТРОВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО
ТРАНСПОРТУ ІМЕНІ АКАДЕМІКА
В.ЛАЗАРЯНА,**

вул. Ак. Лазаряна, 2, м. Дніпропетровськ-10,
49010 (UA)

(54) СПОСІБ ВИЗНАЧЕННЯ ВІДКЛИКУ СЛІДКУЮЧИХ ФІЛЬТРІВ ДЛЯ ШИРОКОГО КЛАСУ СИГНАЛІВ ВПЛИВУ

(57) Реферат:

Спосіб визначення відклику слідкуючих фільтрів для широкого класу сигналів впливу, за яким вимірюють миттєву фазу $\varphi(t)$ або миттєву частоту $\omega(t)$ для низькочастотних та простих (не складних) сигналів, чи миттєву фазу $\varphi_k(t)$ або середню частоту $\omega_{0k}(t)$ для кожного (k) частотного діапазону складного сигналу та визначають відповідно чи миттєву амплітуду $A(t)$, чи $A_k(t)$ обвідні відклику. Обвідну $A(t)$ або $A_k(t)$ відклику визначають (вимірюють) відомим перетворювачем Гільберта з урахуванням нового взаємозв'язку вказаних фаз, частот та обвідних.

UA 75515 U

Корисна модель належить до техніки обмеження перешкод слідкуючими пристроями оптимального прийому сигналів шляхом використання резонансних особливостей смугових фільтрів другого порядку - резонаторів.

Відомий метод синтезу слідкуючих резонаторів призначений для проектування радіоприймачів [Судаков С.С. Структурный синтез линейных радиотехнических цепей и выбор радиосигналов. "Радиотехника", т. 26, № 9, 1971 г.]. Але диференційне рівняння другого порядку цих резонаторів є досить складним для його реалізації. Більш спрощеним, але також складним, одержується диференційне рівняння резонатора при урахуванні зв'язку між амплітудною $A(t)$ та фазовою $\varphi(t)$ модуляціями відомою умовою адіабатичної інваріантності

$$A(t) = \sqrt{\dot{\varphi}} = \text{const}.$$

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]. Особливість фільтрів ССНФ у тому, що їх коефіцієнт затухання і, як наслідок, смуга пропускання залежить від взаємозалежних функцій зміни миттєвої частоти зміщення спектра та обвідної вхідного сигналу. Тому вирази змінних коефіцієнтів диференційних рівнянь другого порядку мають порівняно велику кількість, відносин їх похідних та добуток, що також суттєво ускладнює реалізацію цих фільтрів.

Відомий слідкуючий резонатор простішої реалізації, для якого визначається обвідна $A(t)$ та миттєва частота $\omega(t)$ вхідного резонансного сигналу [Агеев Д.В., Зенькович А.В. Определение частоты и амплитуды внешней силы, вызывающей резонанс в линейной системе с переменными параметрами. "Известия ВУЗов, Радиофизика", том 15, № 12, 1972]. Але вирази одержаних обвідної та миттєвої частоти є неточними.

Найближчим аналогом до корисної моделі є спосіб, що ґрунтується на методі приведених систем відліку [Виницкий А.С. Модулированные фильтры и следящий приём ЧМ сигналов. - М.: "Советское радио", 1969].

Але цим способом одержують лише частотно-модульовані (ЧМ) сигнали підстановкою у відклику гармонійної функції резонатора заданої (вимірної) функції миттєвої частоти $\omega(t)$ та функції миттєвої амплітуди $A(t)$, яка відповідає також умові адіабатичного інваріанта $A(t) = \sqrt{\omega(t)} = \text{const}.$

Технічною задачею, яка вирішується корисною моделлю, є задача визначення миттєвої амплітуди $A(t)$ за вимірної миттєвої фази $\varphi(t)$ або миттєвої частоти $\omega(t)$ функції відклику - напруги u_2 слідкуючих фільтрів для широкого класу функцій напруги u_1 впливу.

Ця задача вирішується способом визначення відклику слідкуючих фільтрів для широкого класу сигналів впливу, яким вимірюють миттєву фазу $\varphi(t)$ або миттєву частоту $\omega(t)$ для низькочастотних та простих (не складних) сигналів, чи миттєву фазу $\varphi_k(t)$ або миттєву середню частоту $\omega_{0k}(t)$ для кожного (k) частотного діапазону складного сигналу, та визначають відповідно миттєву амплітуду $A(t)$ або $A_k(t)$ - обвідні відклику.

Новим є те, що обвідну $A(t)$ або $A_k(t)$ відклику визначають (вимірюють) з урахуванням нового взаємозв'язку вказаних фаз, частот та обвідних відомим перетворювачем Гильберта.

Новим є також і те, що вимірювання виконують з використанням безпосереднього (не фазорізницевого) відомого перетворювача Гильберта, але такого, який реалізовано не на диференціаторах, а на інтеграторах [Одесский В.Я. Построение безындуктивного преобразователя Гильберта по условию минимума квадратичной ошибки. "Радиотехника", Том 24, № 5, 1969], бо перетворювач Гильберта на диференціаторах підвищує на високих частотах рівень перешкод.

Відомості, які підтверджують можливість здійснення запропонованої корисної моделі полягає у тому, що для прийому будь-якого сигналу необхідно мати певні попередні відомості про нього. Якщо про сигнал нічого не невідомо, то приймати такий сигнал в принципі неможливо. При розробці пристроїв слідкуючого прийому та розділення сигналів, щоби підібрати доцільний метод прийому достатньо лише знати чи цей сигнал є простий, чи складний, чи він низькочастотний, чи смуговий, знати про наявності таких параметрів, що є інформаційними. Можна за ці параметри прийняти чи амплітуду, чи фазу, чи частоту. Але цілком зрозуміло що як і для будь-якого радіоприймача, який настраюють лише на частоту, використовувати необхідно саме частоту.

При цьому важливо те, що будь-який дійсний інформаційний сигнал з напругою $u_1 = A(t) \cos \int \omega(t) dt = A(t) \cos \varphi(t)$ є сигналом зі змішаною амплітудно-фазовою (частотною) модуляцією і, головне, має взаємно зв'язані обвідну $A(t)$ та миттєву фазу $\varphi(t)$ або миттєву частоту $\omega(t)$. Дійсно, якщо цей вираз для напруги u_1 представити у комплексному вигляді

5
$$\underline{U}_1 = A(t) \exp j\varphi(t),$$
 розділити на нього здиференційований вираз, то одержимо $\frac{\dot{\underline{U}}_1}{\underline{U}_1} = \frac{\dot{A}_t}{A(t)} + j\omega(t),$

інтегрування якого дасть $\ln \underline{U}_1 = \ln A(t) + j\varphi(t)$. У цих виразах складові правої частини мають при відомих певних умовах [Финк Л.М. Сигнали, помехи, ошибки... - М.: "Радио и связь", 1984, Гл. 3] взаємозв'язані через перетворення Гільберта обвідну $A(t)$ та миттєву частоту $\omega(t)$ або обвідну $A(t)$ та миттєву фазу $\varphi(t)$. Оскільки між цими двома функціями існує нелінійний взаємозв'язок

10 логарифмування, то дійсно використовувати фазорізнцевий перетворювач Гільберта неможливо.

Можна також довести можливість привести цей сигнал до гармонійної функції $A \cos \omega_0 \tau$ і показати, що стаціонарний резонатор, для якого ця функція є резонансною у приведеному часі τ , виділяє у текучому часі обвідну $A(t)$ напруги u_1 за виміряною функцією частоти $\omega(t)$ або

15 фази $\varphi(t)$, що тут має ключове практичне значення.

Наступний приклад підтверджує суть корисної моделі:

Для низькочастотної функції $u_1 = \frac{a}{a^2 + t^2}$ відома спряжена функція Гільберта

$H(u_1) = \frac{t}{a^2 + t^2}$, тоді маємо потрібні функції обвідної $A(t) = \frac{1}{\sqrt{a^2 + t^2}}$, миттєвої фази

$\varphi(t) = \arctg \frac{t}{a}$, та миттєвої частоти $\omega(t) = \frac{a}{a^2 + t^2}$. Значить відклик фільтра низьких частот, що

20 слідує є
$$\underline{U}_2(t) = \frac{1}{\sqrt{a^2 + t^2}} \exp j \int \frac{a}{a^2 + t^2} dt.$$
 Дійсна складова цієї одержаної напруги

$$u_2 = \frac{1}{\sqrt{a^2 + t^2}} \cos(\arctg \frac{t}{a}).$$
 З урахуванням співвідношень для зворотних тригонометричних

функцій маємо: $u_2 = \frac{a}{a^2 + t^2} = u_1$, тобто підтверджується можливість точного виділення у даному випадку фільтром низьких частот низькочастотного простого (не складного) сигналу в

25 усталеному режимі.

У загальному випадку складеного сигналу кожна складова має миттєву середню частоту $\omega_{0k}(t) = \frac{\omega_{2k-1}(t) + \omega_{2k}(t)}{2}$ у наступних діапазонах:

$$\omega_1(t) \leq \omega_{01}(t) \leq \omega_2(t), \omega_3(t) \leq \omega_{02}(t) \leq \omega_4(t), \dots, \omega_{2n-1}(t) \leq \omega_{0n}(t) \leq \omega_{2n}.$$

Ці діапазони не повинні перекриватися, але смуги спектральних частот можуть перекриватися. Частота $\omega_1(t)$ може мати і нульове значення, яку має, наприклад, функція

30 вхідної напруги $u_1 = \frac{a}{a^2 + t^2}.$

Для складених сигналів запропонований спосіб дозволяє одержувати обвідну $A_k(t)$ для кожного із вказаних діапазонів.

Таким чином, запропонованим способом дійсно можна визначати (виміряти) відклик сліdkуючих фільтрів для широкого класу як низькочастотних та простих сигналів, так і складових

35 сигналів впливу.

Отже можна стверджувати, що запропонований спосіб дійсно у принципі та реально дозволяє вирішувати проблемну задачу сліdkуючого прийому та розділення широкого класу сигналів, підвищення їх перешкодостійкості, сприяє проектуванню і розробці оптимальних для конкретних технічних задач сліdkуючих пристроїв, наприклад, шляхом комп'ютерного

40 моделювання для вибору із великої кількості можливих реалізацій найкращий, що саме і визначає практичну корисність упровадження його у науку і техніку.

ФОРМУЛА КОРИСНОЇ МОДЕЛІ

- 5 1. Спосіб визначення відклику слідкуючих фільтрів для широкого класу сигналів впливу, за яким вимірюють миттєву фазу $\varphi(t)$ або миттєву частоту $\omega(t)$ для низькочастотних та простих (не складних) сигналів, чи миттєву фазу $\varphi_k(t)$ або середню частоту $\omega_{0k}(t)$ для кожного (k) частотного діапазону складного сигналу та визначають відповідно чи миттєву амплітуду $A(t)$, чи $A_k(t)$ обвідні відклику, який **відрізняється** тим, що обвідну $A(t)$ або $A_k(t)$ відклику визначають (вимірюють) відомим перетворювачем Гільберта з урахуванням нового взаємозв'язку вказаних фаз, частот та обвідних.
- 10 2. Спосіб за п. 1, який **відрізняється** тим, що вимірювання виконують з використанням безпосереднього (не фазорізницевого) відомого перетворювача Гільберта, але такого, який реалізовано не на диференціаторах, а на інтеграторах.

Комп'ютерна верстка С. Чулій

Державна служба інтелектуальної власності України, вул. Урицького, 45, м. Київ, МСП, 03680, Україна

ДП "Український інститут промислової власності", вул. Глазунова, 1, м. Київ – 42, 01601