



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **88514** (13) **U**  
(51) МПК  
**G01R 23/16** (2006.01)

ДЕРЖАВНА СЛУЖБА  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ  
УКРАЇНИ

## (12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

(21) Номер заявки: <b>u 2013 09073</b>	(72) Винахідник(и): <b>Туник Володимир Федотович (UA)</b>
(22) Дата подання заявки: <b>19.07.2013</b>	(73) Власник(и): <b>ДНІПРОПЕТРОВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ ІМЕНІ АКАДЕМІКА В. ЛАЗАРЯНА, вул. Ак. Лазаряна, 2, м. Дніпропетровськ-10, 49010 (UA)</b>
(24) Дата, з якої є чинними права на корисну модель: <b>25.03.2014</b>	
(46) Публікація відомостей про видачу патенту: <b>25.03.2014, Бюл.№ 6</b>	

## (54) ПРИСТРІЙ ДЛЯ АНАЛІЗУ СПЕКТРА НИЗЬКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ РЕАЛЬНО ОПТИМАЛЬНОЮ ДИСПЕРСІЙНОЮ ЛІНІЄЮ ЗАТРИМКИ

### (57) Реферат:

Пристрій для аналізу спектра низькочастотних сигналів реально оптимальною дисперсійною лінією затримки (ДЛЗ) містить необхідну кількість каскадно з'єднаних базових секцій ДЛЗ від 5-го до 15-го порядку, кожна з яких містить послідовно з'єднані один фазовий контур першого порядку та відповідно від двох до семи фазових контурів другого порядку. На виході базової ДЛЗ уведено каскадно з'єднану другу реальну ДЛЗ з монотонно-нелінійною функцією групового часу затримки та фільтр нижніх частот певного типу і порядку, смуга пропускання якого дорівнює смузі одержаного спектра, і ця ДЛЗ містить каскадно з'єднані оптимізуючі секції ДЛЗ, кожна з яких містить послідовно з'єднані від восьми до тринадцяти фазових контурів першого порядку, значення дійсного кореня полінома Гурвиця кожного з яких містить додаткова до базової таблиця.

UA 88514 U



Корисна модель належить до вимірювальної техніки апаратного аналізу частотного спектра електричних сигналів і призначена для скорочення часу відхилення реальних фізичних об'єктів від нормальної безперервної роботи.

5 Особливе значення у розробці ефективних вимірювальних систем мають різні аналізатори спектра, основним блоком, що аналізує, є дисперсійна лінія затримки (ДЛЗ). Відомі переваги та недоліки дисперсійних аналізаторів спектра [Тверской В.И. Дисперсионно-временные методы измерения спектров радиосигналов. - М.: "Советское радио", 1974]. Але до основного з недоліків належить той, в якому основну увагу при дослідженні таких аналізаторів уділено точності одержання прямого перетворення Фур'є при використанні так названої гіпотетичної -

10 ідеальної ДЛЗ.  
Шляхом математичного моделювання у Mathcad при рівномірній апроксимації функції групового часу затримання (ГЧЗ) секцій низькочастотної (НЧ) ДЛЗ на фазових контурах одержана таблиця параметрів та нулів поліномів Гурвиця [Туник В.Ф. Пристрій табульованих секцій дисперсійних ліній затримки нижчих частот на фазових контурах. Патент на корисну модель № 72061. Бюл. № 15 від 10.08.2012]. Ця базова таблиця дозволяє розробляти секції ДЛЗ з 5-го до 15-го порядку. Кожна з цих секцій має послідовно з'єднані один фазовий контур першого порядку та відповідно від двох до семи фазових контурів другого порядку.

20 Однак дослідження аналізаторів з реальними ДЛЗ за заданої функції сигналу впливу неможливо виконати часовим методом інтеграла Дюамеля, тому залишається використовувати лише частотний метод, у якому як функцію впливу необхідно використовувати спектральну функцію цього ж сигналу. Дослідження цим методом базових ДЛЗ виявило основний недолік цих аналізаторів - негативний вплив функції чебишевського альтернанса, яка входить до функції групового часу затримки (ГЧЗ), на тонку структуру спектра, наприклад у вигляді сплеску. При цьому не тільки спотворюється форма сплеску, але і фактично припиняється його

25 зміщення.  
В основу корисної моделі поставлено задачу розробки оптимальних дисперсійних аналізаторів спектра низькочастотних (НЧ) сигналів реально оптимальною ДЛЗ для досягнення значного зменшення негативного впливу функції чебишевського альтернанса.

30 Поставлена задача вирішується пристроєм для аналізу спектра низькочастотних сигналів реально оптимальною ДЛЗ, яка містить необхідну кількість каскадно з'єднаних базових секцій ДЛЗ від 5-го до 15-го порядку, кожна з яких містить послідовно з'єднані один фазовий контур першого порядку та відповідно від двох до семи фазових контурів другого порядку.

35 Новим є те, що у цей пристрій на виході базової ДЛЗ уведено каскадно з'єднану другу реальну ДЛЗ з монотонно-нелінійною функцією ГЧЗ та фільтр нижніх частот певного типу і порядку, смуга пропускання якого дорівнює смузі одержаного спектра, і ця ДЛЗ містить каскадно з'єднані оптимізуючі секції ДЛЗ, кожна з яких містить послідовно з'єднані від восьми до тринадцяти фазових контурів першого порядку, значення дійсного кореня полінома Гурвиця кожного з яких містить додаткова до базової таблиця.

40 На фіг. 1, що додається, наведена структурна електрична схема базової ДЛЗ, яка містить каскадно з'єднані базові секції ДЛЗ 1, кожна з яких містить послідовно з'єднані фазовий контур 2 першого порядку та фазові контури 3 другого порядку. На фіг. 2 наведена структурна електрична схема каскадного з'єднання ДЛЗ з монотонно-нелінійною функцією ГЧЗ та згладжуючого фільтра нижніх частот (ЗФНЧ) 6. Ця ДЛЗ містить каскадно з'єднані оптимізуючі секції ДЛЗ 4, кожна з яких містить послідовно з'єднані фазові контури 5 першого порядку.

45 Працює запропонований пристрій наступним чином:

Нехай електрична напруга фінітної функції спектра заданого сигналу надходить на вхід базової секції ДЛЗ 1 фіг. 1. Згідно із властивістю будь-якої ДЛЗ на її виході відбувається затримка спектральних складових відповідно до функції ГЧЗ. Якщо функція ГЧЗ є лінійною або монотонно-нелінійною, то кожна спектральна складова розташується відповідно на одному певному місці осі відгуку ДЛЗ 1. Але функція чебишевського альтернанса є коливальною

50 функцією, тому взаємодія (биття) цієї функції і спектральної функції заданого сигналу приведе до певних перекручувань відгуку ДЛЗ 1. Рівень цих перекручувань характеризується відносною похибкою  $L/t_n$ , де  $L$  - амплітуда функції чебишевського альтернанса,  $t_n$  - значення функції ГЧЗ лінії ДЛЗ 1, яке відповідає початковій граничній частоті ( $\omega_n=0$ ).

55 З виходу ДЛЗ фіг. 1 одержана напруга надходить на вхід секції ДЛЗ 4 фіг. 2, функція ГЧЗ якої є монотонно-нелінійною, тому значення величини  $t_n$  збільшується до значення величини  $t_m$ , а відносна похибка  $L/t_n$  зменшується і відповідно збільшується ширина смуги спектральної функції на виході ДЛЗ 4, тому напрошується бажання будь-якого збільшення значення  $t_m$ .

60 Найпростіша реалізація ДЛЗ 4 є лінія з монотонно-нелінійною функцією ГЧЗ з використанням певної кількості  $n$  фазових контурів першого порядку. При цьому дослідження

показали, що функція  $n(t_M)$  має мінімум при певному значенні максимальної величини  $t_M$ . Але значення величини  $n$  може бути лише цілим числом, тому перше більше число від цього мінімального є оптимальним, бо при цьому функція ГЧЗ одержаної ДЛЗ має найбільш лінійний вигляд. Дослідження також показали, що достатню лінійність ця функція ГЧЗ має і при використанні значення величини  $n$  до шостого цілого числа.

Таким чином, для кожної базової секції ДЛЗ можна одержати відповідну секцію ДЛЗ, що оптимізує загальну ДЛЗ. При цьому, якщо для базової секції 15-го порядку використати  $n=13$ , а на решту секцій значення  $n$  зменшити на одиницю, то одержимо оптимізуючі секції, які відповідають базовим секціям, мають кількість  $n$  фазових контурів першого порядку від 8-ми до 13-ти з відповідним значенням дійсного кореня  $\sigma$ , що розміщено у наступній додатковій до базової таблиці оптимальних секцій ДЛЗ:

Таблиця

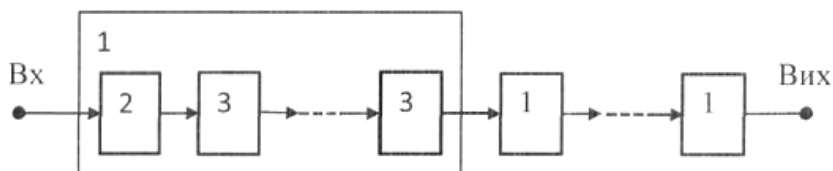
Вихідні параметри				Одержані параметри			
Порядок базової секції	$t_H$	$t_B$	$L/t_H$	$\sigma$	$n$	$t_M$	$L/t_M$
5	2,4	0,509	0,02	3,592	8	6,85	0,0072
7	3,63	0,577	0,021	3,627	9	8,59	0,0091
9	4,826	0,643	0,021	3,641	10	10,32	0,0097
11	6,0015	0,709	0,02	3,653	11	12,02	0,01
13	7,126	0,801	0,017	3,826	12	13,4	0,009
15	8,45	0,788	0,02	3,376	13	16,15	0,011

Нормована частота  $\omega_B=10$  рад/с

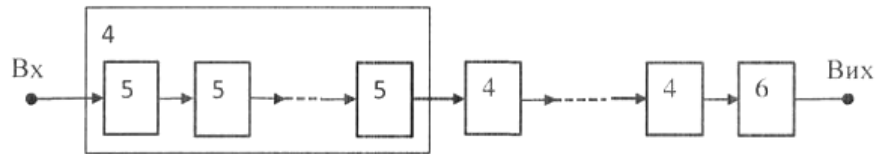
Таким чином запропонований пристрій дійсно має зменшену відносну похибку особливо завдяки ЗФНЧ, збільшувану ширину одержаної спектральної смуги на виході оптимальної ДЛЗ і зі зменшеною кількістю фазових контурів при спрощеній настройці, бо настройка декілька однакових фазових контурів першого порядку визначається настройкою лише одного із них. Оскільки запропонований пристрій має порівняно великі потенційні можливості, то можна надіятись на успішне упровадження його у науку і техніку.

#### ФОРМУЛА КОРИСНОЇ МОДЕЛІ

Пристрій для аналізу спектра низькочастотних сигналів реально оптимальною дисперсійною лінією затримки (ДЛЗ), який містить необхідну кількість каскадно з'єднаних базових секцій ДЛЗ від 5-го до 15-го порядку, кожна з яких містить послідовно з'єднані один фазовий контур першого порядку та відповідно від двох до семи фазових контурів другого порядку, який **відрізняється** тим, що на виході базової ДЛЗ уведено каскадно з'єднану другу реальну ДЛЗ з монотонно-нелінійною функцією групового часу затримки та фільтр нижніх частот певного типу і порядку, смуга пропускання якого дорівнює смузі одержаного спектра, і ця ДЛЗ містить каскадно з'єднані оптимізуючі секції ДЛЗ, кожна з яких містить послідовно з'єднані від восьми до тринадцяти фазових контурів першого порядку, значення дійсного кореня полінома Гурвиця кожного з яких містить додаткова до базової таблиця.



Фіг. 1



Фиг. 2