

Цей винахід стосується способів ультразвукового медичного дослідження і діагностики і, зокрема, ультразвукових діагностичних візуалізуючих систем і способів, що використовують імпульсне ультразвукове зондування для вимірювання параметрів руху суцільних середовищ, включаючи рух біологічних тканин і потоків крові.

Відомі способи та пристрої для одержання інформації про параметри руху крові або тканин за допомогою ультразвукового імпульсного зондування. Через стробування електричного сигналу відгуку, отриманого з відбитих середовищем ультразвукових хвиль, вибирають деяку область досліджуваного тіла, що знаходиться на заданій глибині. Величина цієї області, яка називається вимірювальним об'ємом, визначається тривалістю зондуючих імпульсів, ступенем фокусування ультразвукових пучків хвиль, що випромінюються та приймаються, передавальною характеристикою середовища і імпульсною характеристикою приймача діагностичної системи.

Сигнал відгуку на виході приймача при зондуванні суцільних середовищ має форму синусоїди з глибокою шумоподібною амплітудно-фазовою модуляцією, іменованою звичайно спекл-шумом, спекловою картиною або просто спеклом. Як правило, так називають тільки амплітудну складову цієї модуляції, що призводить до «зернистості» одержуваних зображень, і не згадують фазову складову. У техніці вимірювання параметрів руху найбільш істотна фазова складова, що призводить до похибки вимірювання.

Аксіальна швидкість v руху розсіювачів ультразвуку в обраному вимірювальному об'ємі є відношення величини переміщення Δr розсіювачів ультразвуку вздовж напрямку зондування в досліджуваному вимірювальному об'ємі за один період T повторення зондуючих імпульсів до величини цього періоду:

$$v = \Delta r / T \quad (1)$$

Оцінка аксіального переміщення Δr розсіювачів ультразвуку здійснюється різними способами, що і визначає по суті спосіб вимірювання параметрів руху.

У відомих крос-кореляційних способах вимірювання аксіальне переміщення Δr розсіювачів у досліджуваному вимірювальному об'ємі за один період повторення зондуючих імпульсів визначається за часовим зсувом Δt сигналів відгуку з обраного вимірювального об'єму на суміжних періодах зондування

$$\Delta r = \Delta t C / 2 \quad (2)$$

де C - швидкість розповсюдження ультразвуку в досліджуваному середовищі. Оцінка часового зсуву Δt також здійснюється різними способами, що і визначає відмінність крос-кореляційних способів вимірювання параметрів руху.

Відомі крос-кореляційний на радіочастоті спосіб ультразвукового імпульсного вимірювання параметрів руху та пристрої для його реалізації (патенти США №4803990, опубл. 14 лютого 1989р. і №4928698, опубл. 29 травня 1990р.). Згідно з крос-кореляційним способом, описаним в цих патентах, здійснюється задання напрямку зондування, періодичне випромінювання вздовж заданого напрямку зондування послідовності зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів, прийом ультразвукових хвиль, відбитих від досліджуваного середовища, перетворення їх в електричний сигнал відгуку, його підсилення, дискретизація, обчислення крос-кореляційної функції сигналів відгуку на суміжних періодах зондування, оцінка часового зсуву Δt сигналу відгуку за положенням максимуму крос-кореляційної функції та оцінка аксіальної швидкості u руху розсіювачів ультразвуку.

При вимірюванні швидкості потоку крові сигнал відгуку додатково фільтрують перед обчислюванням крос-кореляційної функції для заглушення заважаючих відбиттів від нерухомих розсіювачів ультразвуку.

Недоліком способу є низька точність вимірювання. Дійсно, положення максимуму крос-кореляційної функції визначають за дискретними відліками її головного пелюстка шляхом інтерполяції. Точність інтерполяції обмежена, по-перше, частотою дискретизації високочастотного сигналу і, отже, крос-кореляційної функції, по-друге, спотвореннями форми головного пелюстка крос-кореляційної функції, викликаними спекл-шумом і, по-третє, похибкою використовуваних припущень щодо несучої частоти сигналу відгуку. Перелічені чинники обмежують точність оцінок часового зсуву Δt , а також, відповідно до (1) і (2), аксіальної швидкості руху і аксіального переміщення.

Крім того, реалізація методу в реальному масштабі часу потребує великих обчислювальних потужностей через високу частоту дискретизації сигналу, що приймається.

Відомі також низькочастотний крос-кореляційний спосіб ультразвукового імпульсного вимірювання параметрів руху та пристрої для його реалізації, описані в патентах США №5383462, опубл. 24 січня 1995р. і №5669386, опубл. 23 вересня 1997р. Цей спосіб був запропонований для зниження трудомісткості крос-кореляційного способу на радіочастоті.

Згідно з цим способом здійснюється задання напрямку зондування, періодичне випромінювання вздовж заданого напрямку зондування послідовності зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів, прийом ультразвукових хвиль, відбитих від зазначеного досліджуваного середовища, перетворення їх в електричний сигнал відгуку, його підсилення, дискретизація, квадратурна демодуляція з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, обчислення крос-кореляційної функції низькочастотних комплексних сигналів відгуку, оцінка часового зсуву Δt сигналу відгуку по нулю фази крос-кореляційної функції та оцінка аксіальної швидкості руху розсіювачів ультразвуку.

При цьому нуль фази комплексної крос-кореляційної функції знаходять, використовуючи лінійну апроксимацію фазової характеристики крос-кореляційної функції між двома значеннями її фази.

Частота дискретизації низькочастотного комплексного сигналу може бути менше, ніж частота дискретизації високочастотного сигналу, що знижує обчислювальну трудомісткість цього способу в порівнянні з крос-кореляційним на радіочастоті.

При вимірюванні швидкості потоку крові послідовності відліків низькочастотного комплексного сигналу додатково фільтрують перед обчислюванням крос-кореляційної функції для заглушення заважаючих відбиттів від стінок судин і сусідніх тканин. Для цього відліки сигналу пропускають через так званий фільтр стінки.

Проте точність низькочастотного крос-кореляційного способу недостатня через слабе заглушення спекл-шумових спотворень сигналу відгуку, оскільки компенсується тільки лінійна складова фази спекл-шуму.

Ще одним недоліком цього відомого способу, що призводить до зменшення точності оцінок, є те, що, на відміну від високочастотного крос-кореляційного алгоритму, низькочастотний крос-кореляційний алгоритм має межу однозначності оцінок, відому як межа Найквіста. Ця межа притаманна усім фазовим методам, оскільки однозначна оцінка фази формується тільки в межах від $-\pi$ до π , проте для низькочастотного крос-кореляційного способу діапазон однозначних оцінок параметрів руху виявляється найбільш вузьким серед усіх відомих алгоритмів.

Найбільш близьким за технічним рішенням до винаходу, що заявляється, є автокореляційний спосіб вимірювання параметрів руху, викладений у патенті США №4573477, опубл. 4 березня 1986р., і статті Kasaї Kіхіро (Kasai Chihiro) і ін. "Real-Time Two-Dimensional Blood Flow Imaging Using an Autocorrelation Technique", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, том SU-32, №3, травень 1985, стор.458-464, який частіше інших використовується у практиці вимірювання швидкості потоків крові.

Відповідно до вказаного автокореляційного способу здійснюється задання напрямку зондування, періодичне випромінювання вздовж заданого напрямку зондування послідовності зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів, прийом ультразвукових хвиль, відбитих від досліджуваного середовища, перетворення їх в електричний сигнал відгуку, його підсилення, дискретизація, квадратурна демодуляція з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, його фільтрація, обчислення усередненої різниці фаз $\Delta\varphi_s$ сигналу відгуку, що формується тим самим заданим вимірювальним об'ємом на суміжних періодах зондування та обчислення аксіальної швидкості руху розсіювачів ультразвуку за зазначеною усередненою різницею фаз.

При цьому різниця фаз $\Delta\varphi_s$ визначається як аргумент комплексного коефіцієнта автокореляції послідовності відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку при затримці на ціле число періодів зондування T . Якщо затримка дорівнює одному періоду зондування, то аксіальна швидкість оцінюється за відомим рівнянням

$$v = -\Delta\varphi_s C / 2T\omega_c \quad (3)$$

яке випливає з (1) при використанні припущення про те, що різниця фаз $\Delta\varphi_s$ сигналу відгуку пов'язана з аксіальним переміщенням Δr розсіювачів ультразвуку у простим співвідношенням

$$\Delta\varphi_s = -2\Delta r k_c \quad (4)$$

де $k_c = 2\pi/\lambda_c = \omega_c/C$ - хвильове число, λ_c і ω_c - відповідно довжина хвилі і несуча частота зондуючих ультразвукових хвиль.

При вимірюванні швидкості потоку крові перед обчислюванням різниці фаз $\Delta\varphi_s$ низькочастотний комплексний сигнал відгуку додатково фільтрують для заглушення заважаючих відбиттів від стінок судин і сусідніх тканин.

Різницю фаз $\Delta\varphi_s$ усереднюють по заданому числу N зондувань, що у медичних застосуваннях складає, як правило, величину від 4 до 32. Автокореляційний алгоритм, завдяки своїй простоті, забезпечує двомірне картування потоків крові в реальному масштабі часу в багатьох сучасних діагностичних приладах.

Недоліком зазначеного автокореляційного способу є низька точність вимірювання параметрів руху, у тому числі швидкості. Це є слідством неточності співвідношення (3), яке припускає, що різниця фаз $\Delta\varphi_s$ пов'язана з аксіальним переміщенням Δr розсіювачів ультразвуку таким же простим співвідношенням (4), як при русі одиночного точкового розсіювача у полі гармонійної зондуючої ультразвукової хвилі.

Проте, при ультразвуковому імпульсному зондуванні суцільних середовищ і, зокрема, біологічних тканин або потоків крові, реальна різниця фаз

$$\Delta\varphi_s = -2k_c\Delta r + \varphi_{sp}(-\Delta r) \quad (5)$$

має додаткову до «ідеальної» складової (4) випадкову - перешкодову складову $\varphi_{sp}(-\Delta r)$, що описує фазову компоненту спекл-шуму. Знак мінус в аргументі спеклової складової означає, що при переміщенні розсіювачів ультразвуку в позитивному напрямку, тобто від зондуючого перетворювача, спеклова складова різниці фаз визначається розсіювачами, що перед переміщенням мали меншу координату вздовж осі зондування. У першому наближенні перешкодова складова дорівнює

$$\varphi_{sp}(-\Delta r) = -\varphi'_{sp}\Delta r,$$

де φ'_{sp} - перша похідна по аксіальному напрямку фазової компоненти спекл-шуму на обраній глибині зондування. У цьому наближенні відповідно до (3) оцінка аксіальної швидкості має відносну похибку, за порядком величини рівну відношенню s , при цьому перешкодова складова може бути, взагалі кажучи, того ж порядку величини, що й корисна складова.

Крім того, значення частоти ω_c , що входить у (3), заздалегідь невідомо через залежність згасання ультразвуку в тканинах від частоти. Як правило, під частотою ω_0 розуміють значення частоти ω_0 гетеродина квадратурного демодулятора, що є причиною додаткової похибки автокореляційного способу, пропорційної різниці частот $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$.

При зондуванні середовища, що чинить поступальний рух і, зокрема, потоків крові та тканин, що рухаються, фазова добавка $\varphi_{sp}(-\Delta r)$, обумовлена спекл-шумом, від зондування до зондування змінюється випадковим чином і тому зменшується при усередненні по декільком зондуванням. У той же час, якщо швидкість поступального руху потоку крові або тканин непостійна і істотно змінюється за час вимірювання NT , необхідний для ефективного заглушення спекл-шумів, то зменшення пов'язаної з цими шумами випадкової похибки не призводить до реального підвищення точності вимірювання, оскільки отримані усереднені значення швидкості руху можуть істотно відрізнятися від її миттєвих значень. Звідси впливає проблема зменшення спекл-шумових похибок без істотного збільшення числа усереднень.

Найбільш близьким до пристрою, що заявляється, є пристрій, який описано у тому ж патенті США №4573477, опубл. 4 березня 1986р. і містить послідовно з'єднані тактовий генератор, синхронізатор, передавач, ключ і ультразвуковий перетворювач, послідовно з'єднані гетеродин, вхід якого приєднано до другого виходу синхронізатора, приймач, який здійснює підсилення, дискретизацію і квадратурну демодуляцію з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, фільтр і вимірювач основної різниці фаз, а також обчислювач швидкості руху, причому сигнальний вхід приймача з'єднано з відповідним виходом ключа, а

тактовий вхід приймача - з третім виходом синхронізатора.

Недоліком відомого пристрою також є низька точність вимірювання параметрів руху, пов'язана з наявністю випадкової складової похибки, обумовленої спекл-пугмом.

В основу винаходу, що заявляється, поставлена задача створення способу ультразвукового імпульсного вимірювання параметрів руху суцільних середовищ, у якому за рахунок введення нових операцій знижується випадкова складова похибки вимірювань параметрів руху, обумовлена спекл-шумом.

Поставлена задача вирішується тим, що у відомому способі ультразвукового імпульсного вимірювання параметрів руху суцільних середовищ, який містить за-дання напрямку зондування досліджуваного середовища, періодичне випромінювання вздовж заданого напрямку зондування послідовності зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів, прийом ультразвукових хвиль, відбитих від досліджуваного середовища, перетворення відбитих ультразвукових хвиль в електричний сигнал відгуку, його підсилення, дискретизацію, квадратурну демодуляцію з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, його фільтрацію, виділення основних відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку, сформованих основним вимірювальним об'ємом досліджуваного середовища, положення якого визначається заданою затримкою основних відліків відносно зондуючих імпульсів, вимірювання основної різниці фаз зазначених основних відліків на суміжних періодах зондування і обчислення аксіального швидкості руху розсіювачів ультразвуку, додатково визначають величину аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку в заданому основному вимірювальному об'ємі між суміжними зондуваннями таким чином:

виділяють додаткові відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку, сформовані одним або більше додатковими вимірювальними об'ємами досліджуваного середовища вздовж заданого напрямку зондування, відстань до яких від заданого основного вимірювального об'єму визначається заданими часовими зміщеннями кожного з додаткових відліків відносно основних відліків,

вимірюють одну або більше додаткові різниці фаз між додатковими і основними відліками низькочастотного комплексного сигналу відгуку,

обчислюють першу просторову похідну фази спекл-шуму вздовж заданого напрямку зондування в сумі з відхиленням хвильового числа або першу просторову похідну фази спекл-шуму вздовж заданого напрямку зондування в сумі з відхиленням хвильового числа, а також вищого порядку просторові похідні фази спекл-шуму вздовж заданого напрямку зондування за додатковими різницями фаз,

обчислюють величину аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку в заданому основному вимірювальному об'ємі між суміжними зондуваннями за основною різницею фаз, просторовими похідними фази спекл-шуму і відхиленням хвильового числа.

Одержана таким чином оцінка аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку в заданому вимірювальному об'ємі дозволяє отримати більш точне значення аксіальної швидкості. Завдяки урахуванню і компенсації в реальному масштабі часу спотворень, внесених спекл-шумом, підвищується точність вимірювання параметрів руху суцільних середовищ, у тому числі біологічних тканин і потоків крові.

Оскільки на практиці сигнал відгуку завжди в більшому або меншому ступені спотворений тепловими шумами, перешкодами різної фізичної природи та іншими випадковими чинниками, то для підвищення точності вимірювання параметрів руху незалежним чином проводять подальші вдосконалення способу згідно з винаходом, які полягають у усередненні декількох результатів вимірювання різних величин а саме: вводяться операції:

усереднення за основними і додатковими відліками при вимірі основної різниці фаз;

усереднення по декільком суміжним зондуванням при вимірі додаткових різниць фаз;

усереднення по декільком суміжним зондуванням величини аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку між суміжними зондуваннями;

а також, у випадку повторюваного або періодичного переміщення розсіювачів ультразвуку, усереднення по декільком повторюваним переміщенням розсіювачів ультразвуку величини аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку між суміжними зондуваннями незалежно для різних фаз переміщення шляхом накопичення основних і додаткових відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку.

Випадкова складова похибки вимірювання усередненої за декількома результатами величини у середньому менше випадкової складової похибки окремих результатів вимірювання. Отже, кожна з цих операцій знижує випадкову складову похибки вимірювання, що еквівалентно підвищенню точності вимірювання.

Для здійснення усереднення по декільком повторюваним переміщенням розсіювачів ультразвуку проводиться подальше вдосконалення способу згідно з винаходом, а саме, випромінювання зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів синхронізують з повторюваним рухом розсіювачів ультразвуку. При цьому синхронізація може здійснюватися або шляхом часового зсуву окремих серій зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів за синхронізуючими сигналами зовнішнього датчика повторюваного руху, яким, в окремому випадку, може бути використаний електрокардіограф, або, у випадку періодичного руху розсіювачів ультразвуку під впливом зовнішньої періодичної сили, шляхом задання відношення періоду зондувань до періоду руху розсіювачів ультразвуку, яке дорівнює раціональному числу.

І, нарешті, останнім удосконаленням способу є обчислювання аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку як сумарного переміщення та/або як часової залежності переміщення розсіювачів ультразвуку протягом заданого числа суміжних зондувань, що стає можливим завдяки точній оцінці миттєвих значень $Ag(t)$ переміщення розсіювачів ультразвуку від зондування до зондування. Це може знайти використання в таких медичних застосуваннях, як ультразвукова діагностика міокарда, коронарних та інших артерій (Див., наприклад, патент США №6099471, опубл. 8 серпня 2000р.), а також в ультразвуковій і вібраційній еластографії, принципи якої описані у патентах США №5606971, опубл. 4 березня 1997р., №5293870, опубл. 15 березня 1994р. і, №5919139, опубл. 6 липня 1999р., для локального визначення пружних властивостей суцільних середовищ і, зокрема, м'яких біотканин.

В основу винаходу, що заявляється, поставлена також задача створення пристрою для ультразвукового

імпульсного вимірювання параметрів руху суцільних середовищ, у якому за рахунок введення нових елементів і нових зв'язків між елементами підвищується точність вимірювань параметрів руху внаслідок зниження випадкової складової похибки, обумовленої спекл-шумом.

Поставлена задача вирішується тим, що у відомому пристрої для ультразвукового імпульсного вимірювання параметрів руху суцільних середовищ, що містить послідовно з'єднані тактовий генератор, синхронізатор, передавач, ключ і ультразвуковий перетворювач, послідовно з'єднані гетеродин, вхід якого приєднано до другого виходу синхронізатора, приймач, що здійснює підсилення, дискретизацію і квадратурну демодуляцію з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, фільтр і вимірювач основної різниці фаз, а також обчислювач швидкості руху, причому сигнальний вхід приймача з'єднано із відповідним виходом ключа, а тактовий вхід приймача - з третім виходом синхронізатора, проведені такі вдосконалення: між виходом фільтра і входом обчислювача швидкості руху послідовно ввімкнеш вимірювач додаткових різниць фаз, обчислювач параметрів спекл-шуму та обчислювач аксіального переміщення, другий вхід якого приєднано до виходу вимірювача основної різниці фаз, а входи синхронізації вимірювачів основної та додаткових різниць фаз приєднані до відповідних виходів синхронізатора.

Введення у відомий пристрій зазначених додаткових елементів дозволяє одержати додаткову інформацію про спекл-шум, який супроводжує сигнал відгуку від розсіювачів ультразвуку, на основі якої вдається обчислити просторові похідні фази спекл-шуму у сукупності з відхиленням хвильового числа, урахувати їх при обчисленні параметрів руху розсіювачів ультразвуку і тим самим підвищити точність вимірювання параметрів руху.

Пристрій згідно з цим винаходом допускає його подальше удосконалення, що полягає у введенні в синхронізатор входу зовнішньої синхронізації. Це дозволяє синхронізувати випромінювання зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів з повторюваним рухом розсіювачів ультразвуку за зовнішніми синхронізуючими сигналами і далі, шляхом усереднення результатів вимірювання параметрів руху незалежно для різних фаз зазначеного повторюваного руху, провести подальше підвищення точності вимірювання параметрів руху.

На кресленнях, що додаються, наведеш варіанти реалізації способу згідно з цим винаходом на прикладі роботи пристрою для його реалізації, а саме:

фіг.1 являє собою блок-схему пристрою для реалізації способу згідно з цим винаходом;

фіг.2 - часові діаграми сигналів, що пояснюють роботу пристрою;

фіг.3 - блок-схему першого варіанта реалізації приймача;

фіг.4 - блок-схему другого варіанта реалізації приймача;

фіг.5 - блок-схему першого варіанта реалізації вимірювача основної різниці фаз;

фіг.6 - блок-схему другого варіанта реалізації вимірювача основної різниці фаз;

фіг.7 - блок-схему третього варіанта реалізації вимірювача основної різниці фаз;

фіг.8 - блок-схему першого варіанта реалізації вимірювача додаткових різниць фаз;

фіг.9 - блок-схему другого варіанта реалізації вимірювача додаткових різниць фаз.

На фіг.1, зображена блок-схема пристрою для реалізації винаходу, що заявляється. Пристрій включає тактовий генератор 1, синхронізатор 2, передавач 3, ключ 4, ультразвуковий перетворювач 5, приймач 6, гетеродин 7, фільтр 8, вимірювач 9 основної різниці фаз, вимірювач 10 додаткових різниць фаз, обчислювач 11 параметрів спекл-шуму, обчислювач 12 аксіального переміщення та обчислювач 13 аксіальної швидкості. Причому, вихід тактового генератора 1 з'єднано з входом синхронізатора 2, п'ять виходів якого з'єднані відповідно з входами передавача 3, гетеродина 7 і синхровходами приймача 6, вимірювача 9 основної різниці фаз і вимірювача 10 додаткових різниць фаз. Вихід передавача 3 з'єднано з першим входом ключа 4, перший вихід якого, що є одночасно його другим входом, з'єднано з входом ультразвукового перетворювача 5, який є також і його виходом для електричного сигналу відгуку. Перший сигнальний вхід приймача 6 з'єднано з другим виходом ключа 4. Вихід гетеродина 7 з'єднано з другим входом приймача 6, вихід якого з'єднано з входом фільтра 8, вихід якого з'єднано з входами вимірювачів основної (9) і додаткових (10) різниць фаз. Вихід вимірювача 10 додаткових різниць фаз з'єднано з входом обчислювача 11 параметрів спекл-шуму, вихід якого приєднано до першого входу обчислювача 12 аксіального переміщення, до другого входу якого приєднано вихід вимірювача 9 основної різниці фаз. У свою чергу вихід обчислювача 12 аксіального переміщення приєднано до входу обчислювача 13 аксіальної швидкості.

Пристрій працює таким чином. Передавач 3 генерує імпульсний періодичний сигнал (фіг.2а) із періодом повторення T , який через ключ 4 надходить на ультразвуковий перетворювач 5. Ультразвуковий перетворювач 5 перетворює поданий на його вхід сигнал у періодичну з періодом T послідовність зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів із несучою частотою ω_c , що випромінюються в заданому напрямку у вигляді вузького сфокусованого променя.

Ультразвукові хвилі, відбиті від розсіювачів ультразвуку досліджуваного середовища, приймаються ультразвуковим перетворювачем 5 і перетворюються в електричний сигнал відгуку, що надходить через ключ 4 на приймач 6. Ключ 4 призначений для захисту входу приймача 6 від потужного сигналу передавача 3. У приймачі 6 сигнал відгуку підсилюється до необхідної величини, причому коефіцієнт підсилення приймача 6 змінюється протягом періоду T за заданим законом для компенсації зростаючого з глибиною згасання ультразвукових хвиль у досліджуваному середовищі. Сигнал відгуку на виході підсилювача приймача 6 при зондуванні суцільних середовищ має форму синусоїди з глибокою пгумоподібною амплітудно-фазовою модуляцією, яка називається спекл-шумом. Можливий вигляд цього сигналу поданий на фіг.2б.

На другий вхід приймача 6 надходить комплексний сигнал гетеродина 7, що містить дві гармонійні квадратурні складові, зсунуті одна до одної з фази на $\pi/2$. Фаза сигналу гетеродина 7 змінюється лінійно на кожному періоді зондування в однакових межах. Періодичність зміни фази гетеродина досягається, без відхилення від суті винаходу, або установкою однакового значення початкової фази гетеродина на початку кожного періоду зондування, або установкою такого значення частоти гетеродина ω_0 , при якому зміна $\omega_0 T$ фази гетеродина протягом періоду зондування T дорівнює цілому числу періодів 2π . У приймачі 6 з використанням

комплексного сигналу гетеродина 7 здійснюється квадратурна демодуляція сигналу відгуку. На виході квадратурного демодулятора приймача 6 формується низькочастотний комплексний сигнал відгуку у вигляді двох квадратурних складових (фіг.2в, 2г).

У приймачі 6 здійснюється також аналого-цифрове перетворення сигналу відгуку в цифрові відліки у моменти часу $t_q = qT_{clk} \in (T_{clk}, T)$, де $q=1, 2, \dots, T/T_{clk}$ і T_{clk} - період синхросигналу аналого-цифрового перетворювача. Синхросигнал формується синхронізатором 2, його період дорівнює або кратний періоду $1/f_{clk}$ сигналу тактового генератора 1 із частотою f_{clk} . Кожний цифровий відлік відповідає сигналу відгуку, сформованому вимірювальним об'ємом із визначеної глибини $D_q = qT_{clk}C/2$ на поточному періоді зондування. Без відхилення від суті винаходу може здійснюватися або аналого-цифрове перетворення сигналу відгуку відразу після підсилення, або аналого-цифрове перетворення низькочастотного комплексного сигналу відгуку з виходу квадратурного демодулятора.

Фаза відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку має вигляд

$$\varphi(t_q) = \varphi_s(t_q) - \varphi_o(t_q) \quad (6)$$

де $\varphi_s(t_q)$ і $\varphi_o(t_q)$ - відповідно фази сигналу відгуку і гетеродина для моментів часу t_q .

Фіг.2д, 2е і 2ж ілюструють можливу форму відліків однієї з двох квадратурних складових низькочастотного комплексного сигналу відгуку для трьох зондувань. На інтервалі часу, обмеженому на фіг.2 штриховими лініями, сигнал відгуку сформований рухливими розсіювачами ультразвуку і тому форма сигналу відгуку на різних зондуваннях відрізняється (на фіг.2б, 2в і 2г часові діаграми для трьох зондувань суміщені). З виходу приймача 6 дискретні відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку надходять на фільтр 8.

Фільтр 8 призначений для заглушення перешкодових складових сигналу відгуку. Наприклад, при вимірюванні швидкості потоку крові такими перешкодовими складовими є відбиття від нерухомих і малорухомих розсіювачів ультразвуку, якими є стінки судин і сусідні тканини. У цьому випадку фільтр 8 часто називають фільтром стінки і виконують у вигляді фільтра верхніх частот. Фільтр стінки може бути реалізований будь-яким з відомих методів (наприклад, описаним у статті Штайнара Б'єрума (Steinar Bjerum) і Ханса Торпа (Hans Torp) "Statistical Evaluation of Clutter Filters in Color Flow Imaging", Ultrasonics, том 38 (2000р.), стор.376-380. Навпаки, при вимірюванні параметрів руху тканин перешкодовими складовими є відбиття від потоків крові в сусідніх судинах. У цьому випадку фільтр 8 виконується як фільтр нижніх частот. Без відхилення від суті винаходу можливі й інші варіанти виконання фільтра 8.

З виходу фільтра 8 відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку надходять на вхід вимірювача 9 основної різниці фаз. У вимірювачі 9 за допомогою синхроімпульсів, що надходять від синхронізатора 2, вибираються основні відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку, які відповідають за моментом вибірки t_q (штрих-пунктирна лінія на фіг.2) на кожному періоді зондування заданому основному вимірювальному об'єму. Далі вимірювач 9 основної різниці фаз визначає різницю фаз $\Delta\varphi(q)$ низькочастотного комплексного сигналу відгуку в моменти часу t_q на суміжних періодах зондування:

$$\Delta\varphi(q) = \Delta\varphi_s(q) - \Delta\varphi_o(q) \quad (7)$$

Перший доданок у (7) - це різниця фаз відліків прийнятого сигналу на суміжних періодах зондування, яка згідно з (4) визначається величиною переміщення розсіювачів ультразвуку між зондуваннями і згідно з (5) може бути подана у вигляді розкладання

$$\Delta\varphi_s(q) = -2k_c \Delta r - \phi'_{sp} \Delta r + \phi''_{sp} \frac{\Delta r^2}{2!} - \phi'''_{sp} \frac{\Delta r^3}{3!} + \dots,$$

де $\phi'_{sp}, \phi''_{sp}, \phi'''_{sp}, \dots$ - просторові похідні фази спекл-шуму в аксіальному напрямку.

Другий доданок у (7) являє собою зміну $\Delta\varphi_o(q)$ за період T фази $\Delta\varphi_o(t_q)$ сигналу гетеродина 7, яка очевидно не залежить від переміщення розсіювачів ультразвуку Δr і дорівнює нулю завдяки періодичності фази гетеродина 7. В результаті визначена вимірювачем 9 основна різниця фаз може бути представлена у вигляді

$$\Delta\varphi(q) = -2k_o \Delta r - (\Delta r + \phi'_{sp}) \Delta r + \phi''_{sp} \frac{\Delta r^2}{2!} - \phi'''_{sp} \frac{\Delta r^3}{3!} + \dots, \quad (8)$$

де $k_o = \omega_o/C$, а $\Delta k = 2(k_c - k_o)$ - відхилення хвильового числа.

Відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку з виходу фільтра 8 надходять також на вхід вимірювача 10 додаткових різниць фаз. Вимірювач 10 додаткових різниць фаз визначає $2M$ ($M \geq 1$) різниць фаз

$$\Delta\varphi(q; m) = \Delta\varphi_o(t_q + \tau_m) - \varphi(t_q), \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M, \quad (9)$$

між основними відліками низькочастотного комплексного сигналу відгуку від заданого основного вимірювального об'єму і додатковими відліками низькочастотного комплексного сигналу відгуку від $2M$ додаткових вимірювальних об'ємів досліджуваного середовища вздовж заданого напрямку зондування. Відстань від основного вимірювального об'єму до m -го додаткового вимірювального об'єму $d_m = \tau_m C/2$ визначається заданим часовим зміщенням τ_m додаткових відліків відносно основних відліків. Додаткові відліки можуть бути такими, що випереджають і запізнюються, що визначається знаком τ_m . З урахуванням (6) для різниць фаз (9) маємо

$$\Delta\varphi(q; m) = [\varphi_s(t_q + \tau_m) - \varphi_s(t_q)] - [\varphi_o(t_q + \tau_m) - \varphi_o(t_q)]. \quad (10)$$

Перша різниця в (10) являє собою зміну фази прийнятого сигналу при зміщенні вимірювального об'єму на відому величину d_m , яка складається зі зміни фази несучої $2k_o d_m = \omega_o \tau_m$ і зміни фази спекл-шуму $\phi_{sp}(d_m)$. Друга різниця в (10) являє собою зміну фази гетеродина $2k_o d_m = \omega_o \tau_m$. В результаті визначені вимірювачем 10 додаткові різниці фаз описуються виразом

$$\Delta\phi(q;m) = 2k_c d_m + \phi_{sp}(d_m) - 2k_o d_m =$$

$$= \Delta k d_m + \phi'_{sp} d_m + \phi''_{sp} \frac{d_m^2}{2!} + \phi'''_{sp} \frac{d_m^3}{3!} + \dots, \quad (11)$$

В одному з варіантів реалізації винаходу $\tau_m = m h T_{clk}$, де $h=1,2,\dots$ - ціле постійне число, так що $d_m = m h T_{clk} C/2 = m d_h$. Тоді визначені вимірювачем 10 додаткові різниці фаз дорівнюють

$$\Delta\phi(q;m) = (\Delta k + \phi'_{sp}) m d_h + \phi''_{sp} \frac{(m d_h)^2}{2!} + \dots + \phi^{2M}_{sp} \frac{(m d_h)^{2M}}{(2M)!} \dots \quad (12)$$

Знайдеш вимірювачем 10 значення додаткових різниць фаз $\Delta\phi(q;m)$ передаються на вхід обчислювача 11 параметрів спекл-шуму. Обчислювач 11 параметрів спекл-шуму визначає просторові похідні фази спекл-шуму вздовж заданого напрямку зондування в сукупності з відхиленням хвильового числа шляхом рішення будь-яким з відомих методів лінійної системи $2M$ рівнянь (12) щодо $2M$ невідомих коефіцієнтів розкладання $\Delta k + \phi'_{sp}, \phi''_{sp}, \dots, \phi^{2M}_{sp}$. Далі отримані значення коефіцієнтів розкладання подаються на вхід обчислювача 12 аксіального переміщення, на другий вхід якого подається значення основної різниці фаз $\Delta\phi(q)$ з виходу вимірювача 9. Обчислювач 12 рішенням рівняння (8) визначає шукане значення $\Delta\gamma$ аксіального переміщення розсіювачів ультразвуку.

Для одержання величини $\Delta\gamma$ з рівняння (8), записаного у вигляді

$$\Delta\phi(q) = -2k_o \Delta\gamma - (\Delta k + \phi'_{sp}) \Delta\gamma + \phi''_{sp} \frac{\Delta\gamma^2}{2!} - \dots + \phi^{2M}_{sp} \frac{\Delta\gamma^{2M}}{(2M)!}, \quad (13)$$

можуть бути використані різноманітні алгоритми і, зокрема, метод послідовних наближень, при якому шукане переміщення може бути подане у вигляді ряду

$$\Delta\gamma = \sum_{k=1}^{2M} \Delta\gamma^{(k)} \quad (14)$$

За змістом ітераційна процедура припускає відносну малість величини переміщень у порівнянні з характерною відстанню зміни фази спекл-шуму, тому кожний наступний член ряду в (14) має більш високий порядок малості. Підставляючи (14) у (13), у лінійному наближенні знаходимо

$$\Delta\gamma^{(1)} = - \frac{\Delta\phi(q)}{2k_o + (\Delta k + \phi'_{sp})} \quad (15)$$

Підстановка (15) у (13) і урахування в цьому рівнянні квадратичних членів дає

$$\Delta\gamma^{(2)} = - \frac{1}{2} \frac{\phi''_{sp} \Delta\gamma^{(1)2}}{2k_o + (\Delta k + \phi'_{sp})} \quad (16)$$

Аналогічним шляхом обчислюються і всі наступні члени ряду (14), необхідні для обчислювання величини переміщення в обчислювачі 12 аксіального переміщення.

У найбільш простому лінійному наближенні обчислювач 12 аксіального переміщення знаходить величину переміщення згідно з виразом (15), для чого необхідно в обчислювачі 11 параметрів спекл-шуму визначити тільки суму $\Delta k + \phi'_{sp}$ відхилення хвильового числа і першої просторової похідної фази спекл-шуму. Ця величина може бути визначена за будь-якою однією з двох додаткових різниць фаз із виходу вимірювача 10, що відповідають додатковим вимірювальним об'ємам $m=\pm 1$, або за їх комбінацією. У лінійному наближенні з (12) випливає

$$\Delta k + \phi'_{sp} = \pm \frac{\Delta\phi(q;\pm 1)}{d_h} = \frac{\Delta\phi(q;1) - \Delta\phi(q;-1)}{2d_h} \quad (17)$$

Згідно з (17) у найпростішому варіанті реалізації винаходу для визначення згідно з (15) переміщення в обчислювачі 12 достатньо однієї з додаткових різниць фаз.

Система рівнянь (12) для додаткових різниць фаз із $m=\pm 1$ з урахуванням квадратичних членів має вигляд

$$\Delta\phi(q;-1) = -(\Delta k + \phi'_{sp}) d_h + \phi''_{sp} \frac{d_h^2}{2!}, \quad (18)$$

$$\Delta\phi(q;1) = (\Delta k + \phi'_{sp}) d_h + \phi''_{sp} \frac{d_h^2}{2!}, \quad (19)$$

тому для визначення в обчислювачі 11 параметрів спекл-шуму величини другої похідної фази спекла, необхідної згідно з (16) для обчислювання поправки $\Delta\gamma^{(2)}$ до величини переміщення, варто виміряти принаймні дві додаткові різниці фаз

$$\phi''_{sp} = \frac{\Delta\phi(q;1) + \Delta\phi(q;-1)}{d_h^2} \quad (20)$$

Таким чином, при урахуванні членів більш високого порядку малості збільшується кількість різниць фаз, що вимірюються додатково.

Завдяки відмітним ознакам запропонованого рішення значення аксіального переміщення, яке визначається обчислювачем 12, містить істотно меншу похибку, пов'язану зі спекл-шумом, і не припускає по своїй суті усереднення даних.

Значення $\Delta\gamma$ передається на обчислювач 13 аксіальної швидкості, що оцінює швидкість руху розсіювачів ультразвуку за (1).

Зазначимо, що при рішенні рівняння (13) і системи рівнянь (12) обчислювач 11 параметрів спекл-шуму і обчислювач 12 аксіального переміщення оперують відомим зміщенням d_h і відомою частотою ω_0 гетеродина,

що однозначно задає хвильове число k_0 . Тому запропонований спосіб оцінки параметрів руху не потребує додаткових припущень щодо несучої частоти прийнятого сигналу ω_c , які призводять до похибки відомого автокореляційного алгоритму.

Функціональна схема першого - одноканального варіанта реалізації приймача 6, що використовується разом з однокристальним ультразвуковим перетворювачем 5, наведена на фіг.3. Вхідний сигнал підсилюється у підсилювачі 14 з низьким рівнем шуму, причому для компенсації зростаючого ослаблення сигналу відгуку з глибиною коефіцієнт підсилення є періодичною функцією часу з періодом T , рівним періоду зондування. З виходу підсилювача 14 сигнал подається на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) 15, на другий вхід якого подано сигнал тактової частоти. АЦП 15 формує з періодом тактового сигналу цифрові відліки підсиленого сигналу, що надходять далі на перший вхід квадратурного демодулятора 16, на другий вхід якого надходять відліки комплексного сигналу зовнішнього гетеродина 7. Квадратурний демодулятор 16 здійснює перемножування відліків сигналу і гетеродина 7 і виділення низькочастотної складової результату перемножування - низькочастотного комплексного сигналу відгуку. На виході квадратурного демодулятора 16 заглушені складові сумарної частоти сигналу і гетеродина $7 \omega_c + \omega_0$.

Функціональна схема другого - багатоканального варіанта реалізації приймача 6, що використовується разом з ультразвуковим перетворювачем 5, виконаним у вигляді решітки п'єзоелементів, наведена на фіг.4. Група вхідних сигналів від елементів решітки підсилюється у багатоканальному підсилювачі 17 з низьким рівнем шуму, перетворюється у цифрові відліки багатоканальним АЦП 18 і демодулюється багатоканальним квадратурним демодулятором 19. З виходів багатоканального квадратурного демодулятора 19 відліки низькочастотних комплексних сигналів відгуку подаються на багатовходовий суматор 20. Суматор 20 здійснює вагове підсумовування оцифрованих і демодульованих сигналів з окремих елементів решітки з метою формування приймального променя, сфокусованого в заданому напрямку. Вихідний сигнал суматора є вихідним сигналом приймача 6.

Функціональна схема першого варіанта реалізації вимірювача 9 основної різниці фаз, що не відрізняється по суті від відомого технічного рішення, представлена на фіг.5. Вимірювач 9 працює таким чином.

Основні відліки $U_n(t_q)$ низькочастотного комплексного сигналу відгуку, де нижній індекс n відмічає номер зондування, надходять на перший вхід комплексного помножувача 21 безпосередньо, а також на його другий вхід через лінію затримки 22. Лінія затримки 22 здійснює затримку на час pT , який дорівнює цілому числу p періодів зондування, так що на входи комплексного помножувача 21 одночасно надходять відліки $U_n(t_q)$ і $U_{n-p}(t_q)$. На виході комплексного помножувача 21 формуються комплексні добутки $Y_{n,p}(q) = U_n(t_q) \cdot U_{n-p}^*(t_q)$, де U^* означає величину, комплексно спряжену з U .

З виходу комплексного помножувача 21 комплексні добутки $Y_{n,p}(q)$ надходять на перший вхід комплексного нагромаджувача 23, на другий вхід якого через другу лінію затримки 24 надходять результати з його виходу. Лінія затримки 24 здійснює затримку на час T . На виході комплексного нагромаджувача 23 формуються значення комплексного коефіцієнта автокореляції

$$Y_p(q) = \sum_{n=p+1}^N Y_{n,p}(q) \quad (21)$$

для значення затримки pT , які надходять на вхід обчислювача 25. Відзначимо, що усереднення даних, яке міститься в (21) при їхньому підсумовуванні, дозволяє зробити додаткове заглушення спекл-шумових похибок, що залишаються. Лінії затримки 22 і 24 можуть бути виконані на основі оперативних запам'ятовувачів пристроїв з відповідною адресацією. Другий ключ 26, керований синхросигналом, призначений для виділення основних відліків із повної послідовності відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку.

Обчислювач 25 визначає аргумент комплексного коефіцієнта автокореляції $Y_p(q)$, що являє собою усереднену по $N-p$ зондуванням основну різницю фаз основних відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку на суміжних періодах зондування

$$\Delta\varphi(q) = \text{Arctg} \frac{\text{Im}\{Y_p(q)\}}{\text{Re}\{Y_p(q)\}}.$$

Обчислювач 25 може бути виконаний, наприклад, у вигляді таблиці в постійному запам'ятовуючому пристрої.

Функціональна схема другого варіанта реалізації вимірювача 9 основної різниці фаз, що відрізняється від відомого технічного рішення тим, що при обчисленні основної різниці фаз використовуються також і додаткові відліки, представлена на фіг.6. Вимірювач 9 основної різниці фаз за другим варіантом, на відміну від першого варіанта (фіг.5), додатково містить другий комплексний нагромаджувач 27 і третю лінію затримки 28. Вимірювач працює таким чином.

Відліки $U_n(t_q + \tau_m)$ низькочастотного комплексного сигналу відгуку – основні ($m=0$) і додаткові ($m \neq 0$), – надходять на перший вхід комплексного помножувача 21 безпосередньо, а також на його другий вхід - через першу лінію затримки 22. Лінія затримки 22 здійснює затримку на час pT , який дорівнює цілому числу p періодів зондування, так що на входи комплексного помножувача 21 одночасно надходять відліки $U_n(t_q + \tau_m)$ і $U_{n-p}(t_q + \tau_m)$. На виході комплексного помножувача 21 формуються комплексні добутки $Y_{n,p}(q; m) = U_n(t_q + \tau_m) \cdot U_{n-p}^*(t_q + \tau_m)$.

З виходу комплексного помножувача 21 комплексні добутки $Y_{n,p}(q; m)$ надходять на перший вхід комплексного нагромаджувача 27, на другий вхід якого через лінію затримки 28 надходять результати з його виходу. Лінія затримки 28 здійснює затримку на час $\tau_{dh} = hT_{clk}$. Комплексний нагромаджувач 27 здійснює складання комплексних добутків $Y_{n,p}(q; m)$

$$\bar{Y}_{n,p}(q) = \sum_{m=-M_1}^{M_2} Y_{n,p}(q; m),$$

де M_1, M_2, M .

Результати накопичення $\bar{Y}_{n,p}(q)$ надходять з виходу нагромаджувача 27 на перший вхід комплексного нагромаджувача 23, на другий вхід якого через лінію затримки 24 надходять результати з його виходу. Лінія затримки 24 здійснює затримку на час T . На виході комплексного нагромаджувача 23 формуються значення

$$Y_{n,p}(q) = \sum_{n=p+1}^N \bar{Y}_{n,p}(q)$$

комплексного коефіцієнта автокореляції для затримки pT , що надходять на вхід обчислювача 25.

Обчислювач 25 визначає аргумент комплексного коефіцієнта автокореляції, який у цьому варіанті реалізації вимірювача 9 основної різниці фаз являє собою усереднену по N -р зондуванням і за M_1+M_2+1 суміжними відліками по глибині основну різницю фаз відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку на суміжних періодах зондування.

Функціональна схема третього варіанта реалізації вимірювача 9 основної різниці фаз, представлена на фіг.7, призначена для визначення основної різниці фаз при оцінці параметрів такого періодичного руху пружних середовищ, зокрема біологічних тканин, при якому характерний час змінювання швидкості руху порівнянний з періодом зондування. У цьому випадку комплексний коефіцієнт кореляції (21) доцільно обчислювати при $p=1$ і $N=2$, а для підвищення точності вимірювання використати процедуру когерентного накопичення сигналів по декільком періодам руху досліджуваного середовища незалежно для різних фаз зазначеного руху.

Вимірювач працює таким чином. Основні відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку надходять на перший вхід комплексного нагромаджувача 23, на другий вхід якого через лінію затримки 22 надходять результати з його виходу. Лінія затримки 22 здійснює затримку на час T_m , який дорівнює періоду переміщення досліджуваного середовища. На виході комплексного нагромаджувача 23 формуються когерентно накопичені

по декільком періодам руху відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку $\bar{U}_n(t_q)$. З виходу нагромаджувача 23 ці відліки надходять на перший вхід комплексного помножувача 21 безпосередньо а також на його другий вхід - через лінію затримки 24. Лінія затримки 24 здійснює затримку на один період зондування,

так що на входи комплексного помножувача 21 одночасно надходять накопичені відліки $\bar{U}_n(t_q)$ і $\bar{U}_{n-1}(t_q)$, а на виході комплексного помножувача 21 формуються послідовно з періодом T (T_m/T)-1 комплексних добутоків

$Y_n(q) = \bar{U}_n(t_q) \cdot \bar{U}_{n-1}^*(t_q)$, які відповідають різним фазам періодичного руху розсіювачів ультразвуку.

З виходу комплексного помножувача 21 комплексні величини $Y_n(q)$ надходять на обчислювач 25, який визначає їх аргумент, що являє собою основну різницю фаз когерентно накопичених по декільком періодам руху основних відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку. Ключ 26, керований синхросигналом, призначений для виділення основних відліків із повної послідовності відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку.

Функціональна схема першого варіанта реалізації вимірювача 10 додаткових різниць фаз, що відповідає заданим позитивним зміщенням $\tau_m = mT_{clk}$, $m=1, 2, \dots, M$, додаткових відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку відносно основних відліків, представлена на фіг.8. Вимірювач працює таким чином. Основні та додаткові відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку надходять на перший вхід другого комплексного помножувача 30 безпосередньо, а також на його другий вхід - через четверту лінію затримки 29. Лінія затримки 29 здійснює затримку на час $\tau_h = hT_{clk}$, так що на входи комплексного помножувача 30 одночасно надходять відліки $U_n(t_q + \tau_m)$ і $U_n(t_q + \tau_{m-1})$. На виході комплексного помножувача 30 формуються комплексні добутки $Z_n(m) = U_n(t + \tau_m) \cdot U_n^*(t + \tau_{m-1})$.

З виходу комплексного помножувача 30 комплексні добутки $Z_n(m)$ надходять на перший вхід третього комплексного нагромаджувача 32, на другий вхід якого через п'яту лінію затримки 31 надходять результати з його виходу. Лінія затримки 31 здійснює затримку на час T , який дорівнює періоду зондування. Таким чином, комплексний нагромаджувач 32 здійснює накопичення комплексних добутків $Z_n(m)$ по заданому числу

$$Z(m) = \sum_{n=1}^K Z_n(m)$$

зондувань K . Накопичені комплексні значення надходять із виходу комплексного нагромаджувача 32 на другий обчислювач 34, що визначає їх аргумент θ_m , який являє собою усереднені по K зондуванням різниці фаз відліків сигналу, зсунутих один відносно одного на час τ_m . Другий обчислювач 34 може бути виконаний, наприклад, у вигляді таблиці в постійному запам'ятовуючому пристрої.

Вихідні дані θ_m обчислювача 34 подаються на перший вхід четвертого нагромаджувача 35, на другий вхід якого через шосту лінію затримки 33 надходять результати з його виходу. Шоста лінія затримки 33 аналогічна четвертій лінії затримки 31 і здійснює затримку на час $\tau_h = hT_{clk}$. На виході нагромаджувача 35 по черзі формуються додаткові різниці фаз, усереднені по K зондуванням:

$$\Delta\phi(q;1) = \theta_1,$$

$$\Delta\phi(q;2) = \Delta\phi(q;1) + \theta_2,$$

$$\Delta\phi(q;M) = \Delta\phi(q;M-1) + \theta_M.$$

Для випадку заданих зміщень τ_m із різними знаками ($m=-M, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, M$) підсумовування у комплексному нагромаджувачі 35 починається з аргументу θ_{-M+1} , як першого, що надходить на вхід нагромаджувача. При цьому на виході нагромаджувача 35 формуються додаткові різниці фаз, зсунуті на величину $-\Delta\phi(q;-M)$, що легко може бути компенсоване в обчислювачі 11 параметрів спекл-шуму.

Функціональна схема другого варіанта реалізації вимірювача 10 додаткових різниць фаз, що використовується при оцінці параметрів періодичного переміщення досліджуваного середовища,

представлена на фіг.9. Цей варіант реалізації використовується разом з описаним вище третім варіантом реалізації обчислювача основної різниці фаз (фіг.7).

Вимірювач працює таким чином. Відліки низькочастотного квадратурного сигналу відгуку надходять на перший вхід комплексного нагромаджувача 32, на другий вхід якого через лінію затримки 31 надходять результати з його виходу. Лінія затримки 31 у цьому випадку здійснює затримку на час T_m , який дорівнює періоду переміщення досліджуваного середовища. На виході комплексного нагромаджувача 32 формуються

когерентно накопичені по декільком періодам переміщення роз-сіювачів ультразвуку відліки $\bar{U}_n(t_q + \tau_m)$ низькочастотного комплексного сигналу відгуку. З виходу нагромаджувача 32 ці відліки надходять на перший вхід комплексного помножувача 30 безпосередньо, а також на його другий вхід - через лінію затримки 29. Лінія затримки 29 здійснює затримку на час $\tau_n = hT_{clk}$, так що на входи комплексного помножувача 30 одночасно надходять відліки $\bar{U}_n(t_q + \tau_m)$ і $\bar{U}_n(t_q + \tau_{m-1})$, $m = 1, 2, \dots, M$. На виході комплексного помножувача 30

формуються комплексні добутки $Z_n(m) = \bar{U}_n(t_q + \tau_m) \cdot \bar{U}_n^*(t_q + \tau_{m-1})$.

У цьому випадку аргумент θ_n комплексного добутку $Z_n(m)$, який визначається обчислювачем 34, являє собою різниці фаз когерентно накопичених відліків сигналу. Вихідні дані θ_n обчислювача 34 подаються на перший вхід нагромаджувача 35, на другий вхід якого через шосту лінію затримки 33 надходять результати з його виходу. Шоста лінія затримки 33 аналогічна лінії затримки 29 і здійснює затримку на час $\tau_n = hT_{clk}$. На виході нагромаджувача 35 по черзі формуються додаткові різниці фаз:

$$\Delta\phi(q;1) = \theta_1,$$

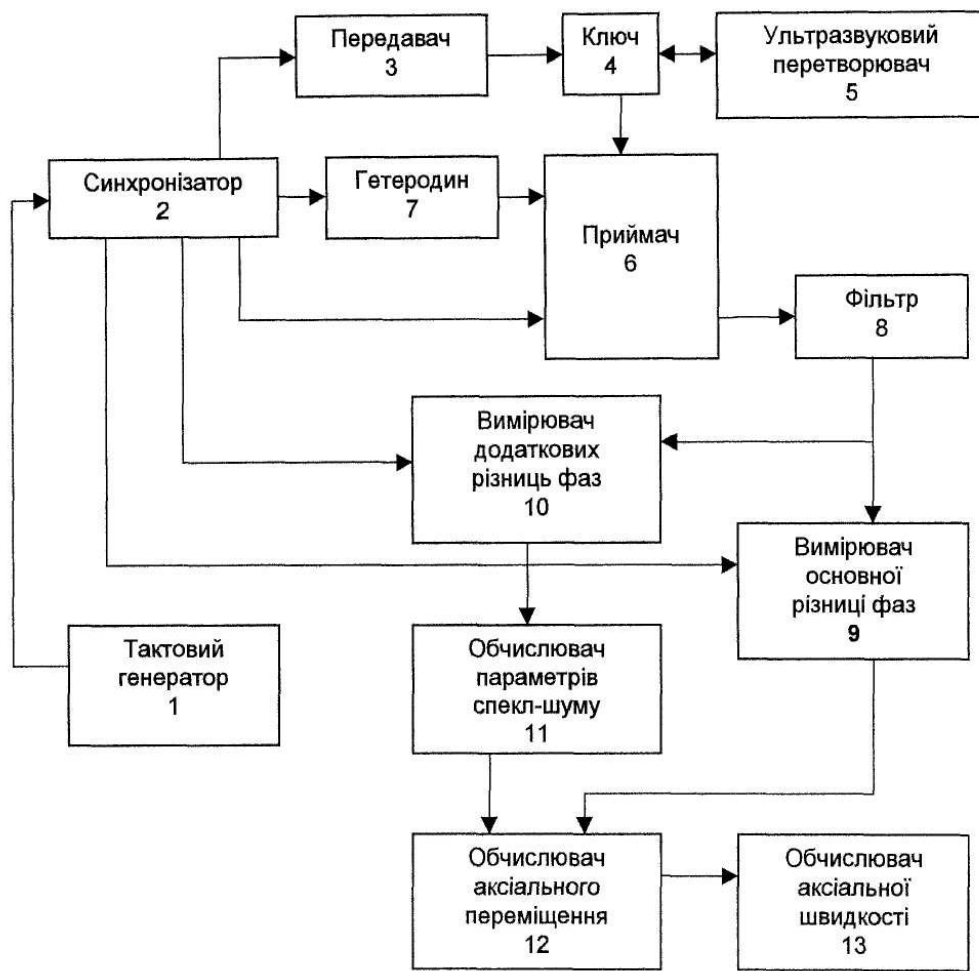
$$\Delta\phi(q;2) = \Delta\phi(q;1) + \theta_2,$$

$$\Delta\phi(q;M) = \Delta\phi(q;M-1) + \theta_M.$$

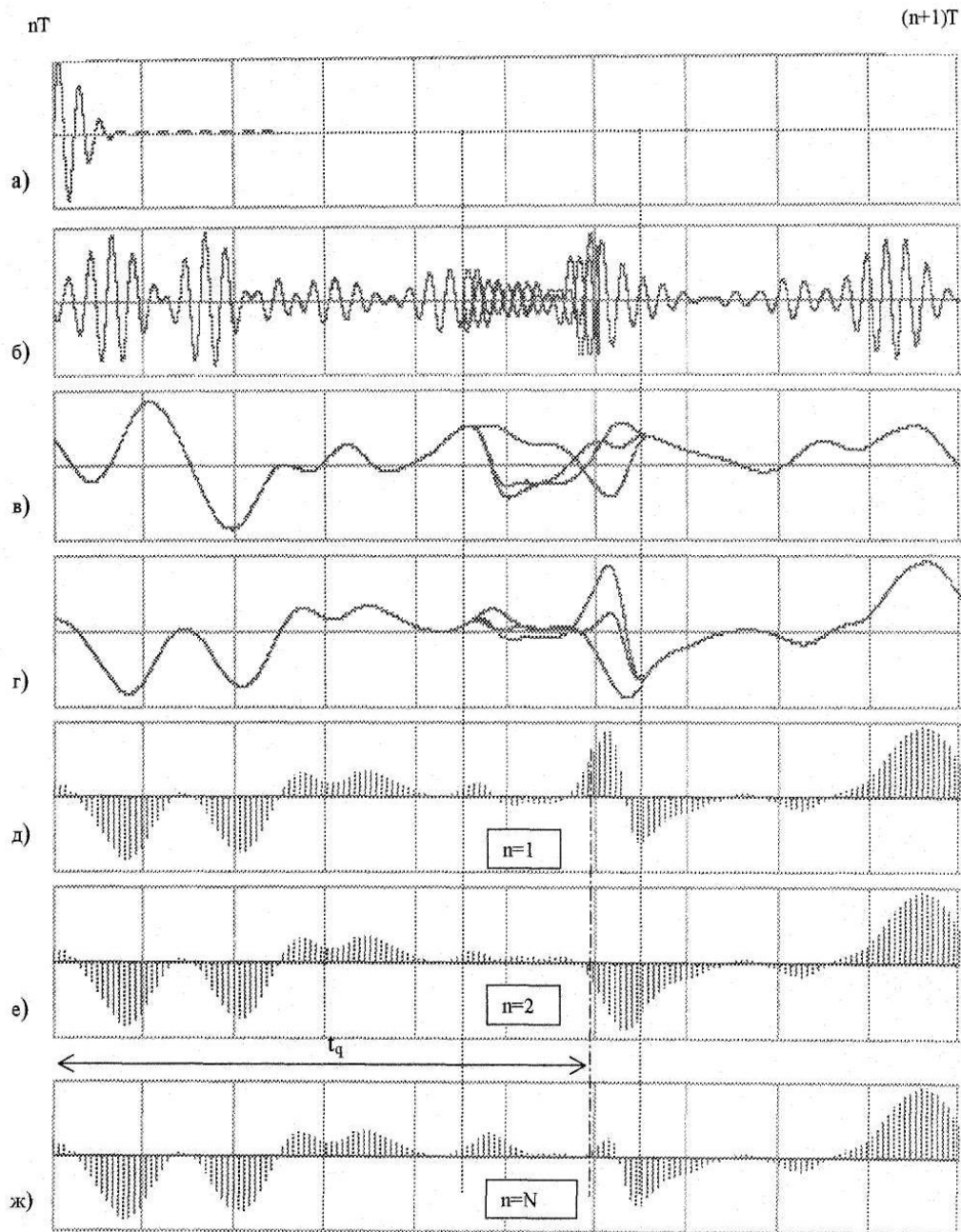
Для випадку заданих зміщень τ_m з різними знаками ($m = -M, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, M$) підсумовування у нагромадженні 35 починається з аргументу θ_{-M-1} , як першого, що надходить на вхід нагромадженні 35. При цьому на виході нагромадженні 35 формуються додаткові різниці фаз, зсунуті на величину $-\Delta\phi(q;-M)$, що легко може бути компенсовано у обчислювачі 11 параметрів спекл-шуму.

Обчислювач 11 параметрів спекл-шуму і обчислювач 12 аксіального переміщення можуть бути виконані як цифровий сигнальний процесор або як таблиця, що зберігається в постійному запам'ятовуючому пристрої, для найпростіших варіантів реалізації, коли вимірювач 10 формує тільки одну або дві додаткові різниці фаз.

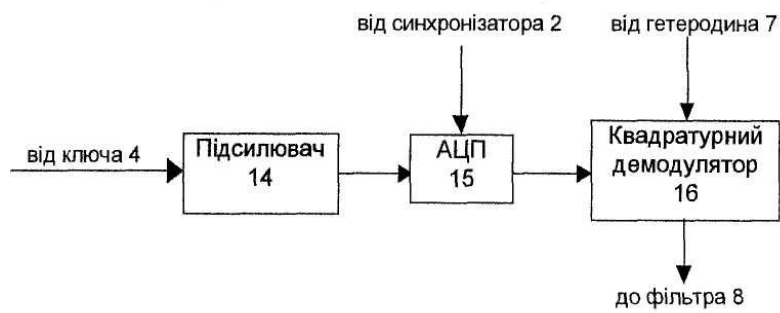
Можливі також інші варіанти реалізації функціональних вузлів запропонованого пристрою без зміни суті винаходу.



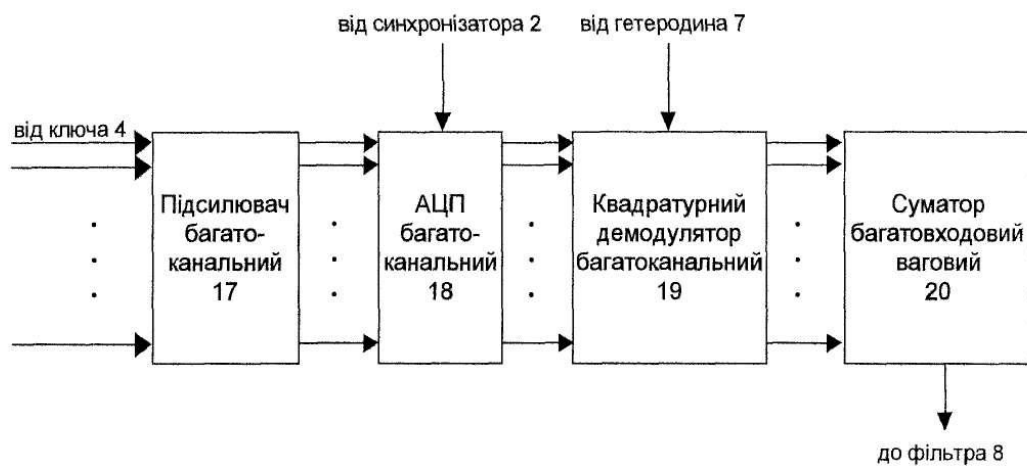
Фіг.1



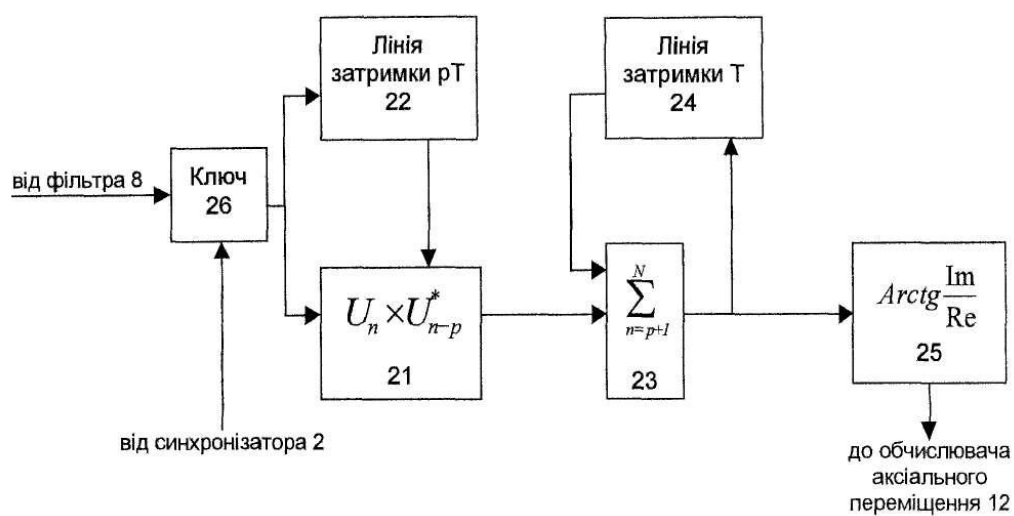
Фіг. 2



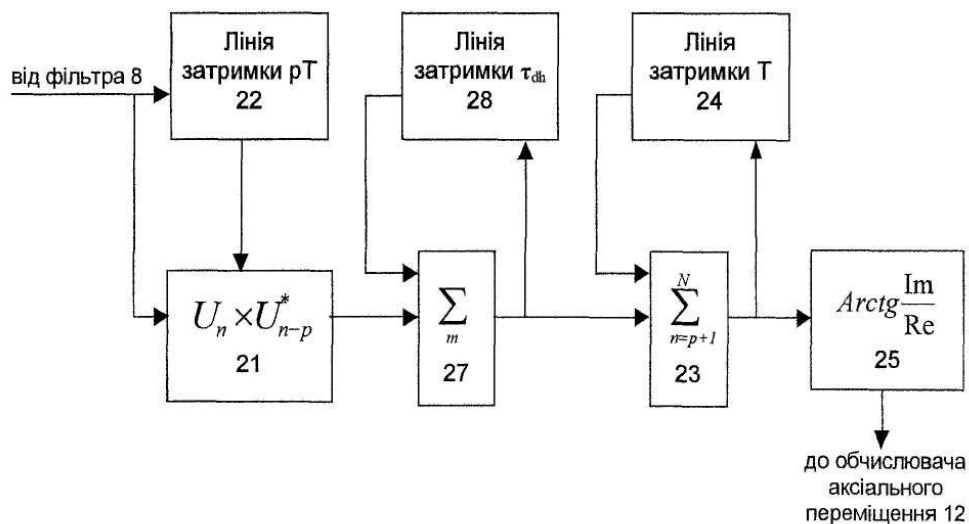
Фіг. 3



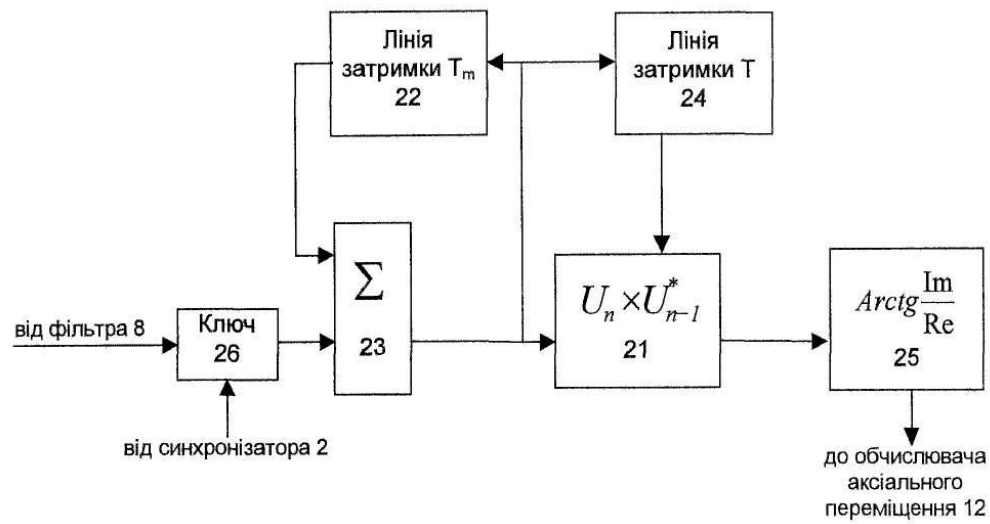
Фіг. 4



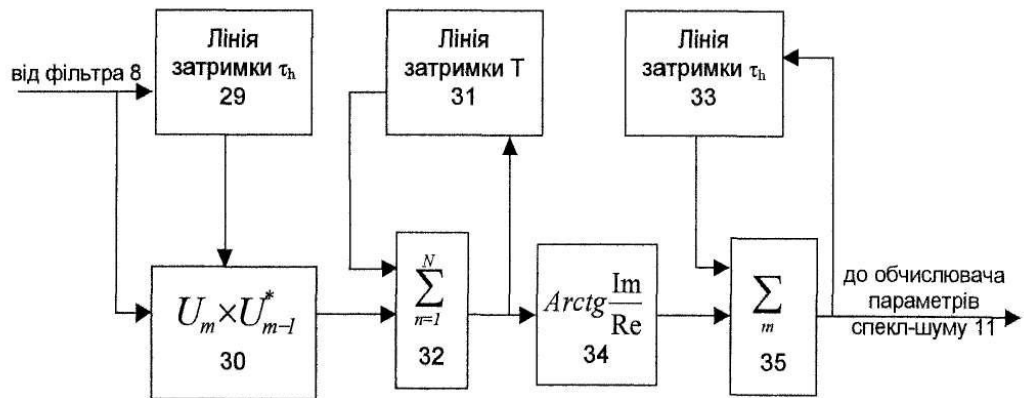
Фіг. 5



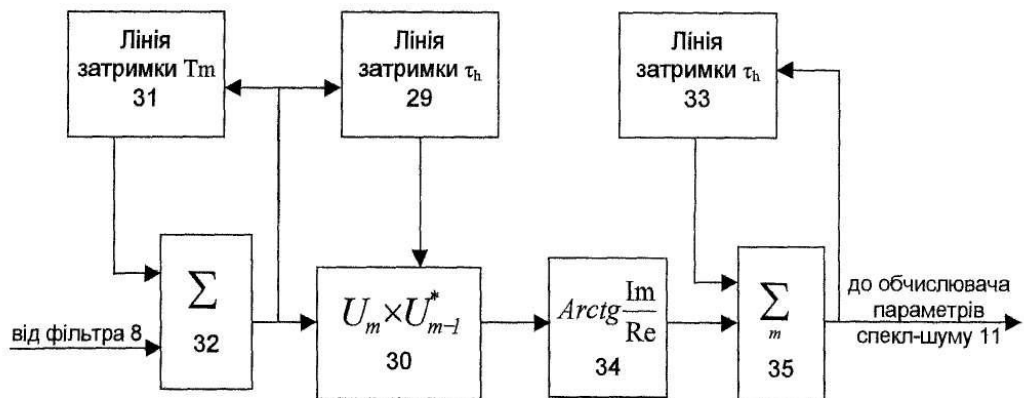
Фіг. 6



Фіг. 7



Фіг. 8



Фіг. 9