



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 62399

(13) A

(51) 7 A61B8/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС

ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ
НА ВІНАХІДВИДАЄТЬСЯ ПІД
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЬ
ВЛАСНИКА
ПАТЕНТУ

(54) УЛЬТРАЗВУКОВА ІМПУЛЬСНА ДОПЛЕРІВСЬКА СИСТЕМА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ КРОВООБІГУ

1

2

(21) 2003032311

(22) 18 03 2003

(24) 15 12 2003

(46) 15 12 2003, Бюл. № 12, 2003 р.

(72) Волохов Володимир Олексійович, Бойченко Юрій Петрович, Зайченко Олександр Миколайович, Марусенко Анатолій Іларіонович, Пупченко Віктор Іванович

(73) ВІДКРИТЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО "АТ НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ РАДІОТЕХНІЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ"

(57) 1 Ультразвукова імпульсна доплерівська система для дослідження кровообігу, що містить послідовно з'єднані тактовий генератор, передавач і ультразвуковий перетворювач, вхід якого є також виходом для сигналу відгуку, і послідовно з'єднані блок керування частотою гетеродина, приймач, що здійснює посилення, дискретизацію і комплексну демодуляцію сигналу з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, і блок обробки й індикації, причому сигнальний вхід приймача з'єднано з виходом ультразвукового перетворювача, а тактовий вхід приймача з'єднано з виходом тактового генератора, яка відрізняється тим, що додатково містить автокореляційний оцінювач середньої частоти, сигнальний вхід якого підключено до виходу приймача, а вихід - до входу даних блока керування частотою гетеродина, і синхронізатор, причому тактовий вхід синхронізатора підключено до виходу тактового генератора, виходи синхронізатора підключені до відповідних входів автокореляційного оцінювача середньої частоти, блока керування частотою гетеродина і приймача, синхронізуючий вихід передавача підключено до входів початкового установлення синхронізатора і приймача, а вихід блока керування частотою гетеродина додатково підключено до другого входу блока обробки й індикації.

2 Ультразвукова імпульсна доплерівська система за п 1, яка відрізняється тим, що приймач містить комутатор, входи якого є сигнальним входом приймача, декілька паралельних приймальних каналів, вхід кожного з яких підключено до відповідного виходу комутатора, багатовходовий суматор, кожен вхід якого з'єднано з виходом відповідного приймального каналу, комплексний демодулятор, вхід якого підключено до виходу багатовходового суматора, а вихід є виходом приймача, і гетеро-

дин, керуючий вхід якого є входом керування частотою гетеродина приймача, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймача, а вихід підключено до другого входу комплексного демодулятора, причому гетеродин містить послідовно з'єднані нагромаджувач, вхід даних якого є керуючим входом гетеродина, і запам'ятовуючий пристрій тригонометричних функцій \sin і \cos , вихід якого є виходом гетеродина, тактовий вхід нагромаджувача є тактовим входом гетеродина, вхід початкового установлення нагромаджувача є входом установлення початкової фази гетеродина, а об'єднані тактові входи гетеродина і приймальних каналів є тактовим входом приймача.

3 Ультразвукова імпульсна доплерівська система за п 2, яка відрізняється тим, що приймальний канал містить послідовно з'єднані між його входом і виходом малопотужний підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, змішувач, керовану лінію затримки, керований фазообертач і перший помножувач, послідовно з'єднані запам'ятовуючий пристрій значень затримок, старші розряди виходу якого підключені до керуючого входу керованої лінії затримки, другий помножувач і суматор, вихід якого підключено до керуючого входу керованого фазообертача, а також опорний генератор, підключений виходом до другого входу змішувача, третій помножувач, один вхід якого підключено до молодших розрядів виходу запам'ятовуючого пристрою значень затримок, другий вхід підключено до входу керування частотою гетеродина приймача, а вихід - до другого входу суматора, і запам'ятовуючий пристрій коефіцієнтів аподизації, вихід якого з'єднано із другим входом першого помножувача, а адресний вхід об'єднаний з адресним входом запам'ятовуючого пристрою значень затримок і є адресним входом приймального каналу і приймача, причому тактові входи аналого-цифрового перетворювача і опорного генератора об'єднані і є тактовим входом приймального каналу, а другий вхід другого помножувача об'єднано із входом задання частоти опорного генератора.

4 Ультразвукова імпульсна доплерівська система за п 1, яка відрізняється тим, що блок керування частотою гетеродина містить запам'ятовуючий пристрій початкових частот і послідовно з'єднані помножувач, вхід якого є входом даних блока ке-

(13) A

(11) 62399

(19) UA

рування частотою гетеродина, перший суматор, запам'ятовуючий пристрій частотних поправок і другий суматор, другий вхід якого з'єднано з виходом запам'ятовуючого пристрою початкових частот, а вихід є виходом блока керування частотою гетеродина, причому вихід запам'ятовуючого пристрою частотних поправок додатково підключено до другого входу першого суматора, на другий вхід помножувача подано заданий ваговий коефіцієнт, а адресні входи обох запам'ятовуючих пристроїв є адресними входами блока керування частотою гетеродина

5 Ультразвукова імпульсна доплерівська система за п 1, яка відрізняється тим, що приймач містить комутатор, входи якого є сигнальним входом приймача, декілька паралельних приймальних каналів, кожний з яких підключено входом до відповідного виходу комутатора, і багатовходовий суматор, кожен вхід якого з'єднано з виходом відповідного приймального каналу, а вихід є виходом приймача, причому приймальний канал містить послідовно з'єднані між його входом і виходом малошумний підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, керовану лінію затримки, комплексний демодулятор, керований фазообертач і перший помножувач, а також послідовно з'єднані лінію затримки і другий помножувач, вихід якого підключено до керуючого входу керованого фазообертача, запам'ятовуючий пристрій значень затримок, старші розряди виходу якого підключені до керуючого входу керованої лінії затримки, а молодші розряди подані на другий вхід другого помножувача, запам'ятовуючий пристрій коефіцієнтів аподизації, вихід якого з'єднано із другим входом першого помножувача, а адресний вхід об'єднаний з адресним входом запам'ятовуючого пристрою значень затримок і є адресним входом приймального каналу і приймача, і гетеродина, вихід якого підключено до другого входу комплексного демодулятора, керуючий вхід об'єднано із входом першої лінії затримки і є входом керування частотою гетеродина приймального каналу, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймального каналу, а об'єднані тактові входи гетеродина й аналого-цифрового перетворювача є тактовим входом приймального каналу, причому вихід нагромаджувача гетеродина, що є виходом значень фази гетеродина, з'єднано із входом другої лінії затримки

дина приймального каналу і приймача, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймального каналу і приймача, а об'єднані тактові входи гетеродина й аналого-цифрового перетворювача є тактовим входом приймального каналу і приймача

6 Ультразвукова імпульсна доплерівська система за п 5, яка відрізняється тим, що приймальний канал містить послідовно з'єднані між його входом і виходом малошумний підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, комплексний демодулятор, першу керовану лінію затримки, керований фазообертач і перший помножувач, послідовно з'єднані першу лінію затримки, другий помножувач, суматор і віднімач входом від'ємника, вихід якого підключено до керуючого входу керованого фазообертача, послідовно з'єднані другу лінію затримки, вихід якої додатково підключено до другого входу суматора, і другу керовану лінію затримки, вихід якої з'єднано із входом зменшувача віднімача, запам'ятовуючий пристрій значень затримок, старші розряди виходу якого підключені до об'єднаних керуючих входів першої і другої керованих ліній затримки, а молодші розряди подані на другий вхід другого помножувача, запам'ятовуючий пристрій коефіцієнтів аподизації, вихід якого з'єднано із другим входом першого помножувача, а адресний вхід об'єднано з адресним входом запам'ятовуючого пристрою значень затримок і є адресним входом приймального каналу, і гетеродина, вихід якого підключено до другого входу комплексного демодулятора, керуючий вхід об'єднано із входом першої лінії затримки і є входом керування частотою гетеродина приймального каналу, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймального каналу, а об'єднані тактові входи гетеродина й аналого-цифрового перетворювача є тактовим входом приймального каналу, причому вихід нагромаджувача гетеродина, що є виходом значень фази гетеродина, з'єднано із входом другої лінії затримки

Цей винахід відноситься до ультразвукових медичних діагностичних систем, що використовують періодичне імпульсне ультразвукове зондування для формування зображень внутрішніх структур живих організмів, включаючи індикацію потоків крові в судинах і серці і вимір параметрів кровоплини в загальноприйнятих режимах спектрального Допплера і кольорового відображення потоків

Відомі пристрої для одержання інформації про стан внутрішніх органів живих організмів і про параметри руху крові чи тканин за допомогою періодичного ультразвукового імпульсного зондування (Осипов ЛВ Ультразвуковые диагностические приборы Практическое руководство для пользователей -М Видар, 1999 -256с) За допомогою п'єзоелектричного перетворювача формують сфокусований у просторі зондуючий ультразвуковий хвильовий імпульс - промінь Через стробування електричного сигналу відгуку, отриманого тим же

п'єзоелектричним перетворювачем 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 або шириною спектра зондуючих імпульсів, мірою фокусування випромінюваного і прийнятого ультразвукових пучків хвиль, передавальною характеристикою середовища та імпульсною характеристикою приймача діагностичної системи Для підвищення роздільної здатності системи зменшують розміри вимірювальних об'ємів в аксіальному напрямку шляхом зменшення тривалості чи розширення спектра частот зондуючого імпульсу, а також у поперечному напрямку шляхом збільшення якості фокусування і звуження переданої їй прийнятого ультразвукових променів

Для одержання зображень внутрішніх структур організму, а також для відображення потоків крові здійснюють сканування досліджуваної області ті-

ла, тобто формують послідовно за часом множину суміжних вимірювальних об'ємів уздовж кожного з множини послідовно формованих суміжних за напрямком зондуючих променів. Наприклад, при побудові двовимірного зображення внутрішніх структур у так званому В-режимі формують звичайно 128 суміжних в просторі зондуючих променів в одній площині і від 128 до 512 суміжних вимірювальних об'ємів уздовж кожного променя. Для кожного вимірювального об'єму обчислюють логарифм амплітуди прийнятого сигналу відгуку і пропорційно йому модулюють яскравість відповідних точок на екрані монітора.

При індикації потоків крові в режимі кольорового відображення додатково обчислюють у кожному вимірювальному об'ємі середню швидкість кровоплину в аксiальному напрямку і/або потужність сигналу, відбитого кровоплином, що рухається, і пропорційно тому чи іншому модулюють копії відповідних точок на екрані монітора. Можливість виділення сигналу відгуку від кровоплину обумовлена ефектом Доплера, що полягає в зміщенні

$\Delta\omega$ частоти зондуючого сигналу при відбитті від об'єктів, що рухаються. Середню швидкість V кровоплину в аксiальному напрямку оцінюють за відомим рівнянням

$$V = -\frac{\Delta\omega}{2 \cdot \omega_s} C, \quad (1)$$

де C - швидкість розповсюдження ультразвуку в досліджуваному середовищі,

ω_s - середня частота спектра прийнятого сигналу відгуку.

Для більш детального, ніж у режимі кольорового відображення, дослідження кровоплину використовується спектральний аналіз сигналу відгуку в так званому режимі спектрального Доплера. Він дозволяє оцінити не тільки середню швидкість кровоплину, але і розподіл або спектр швидкостей у межах одного вимірювального об'єму, положення і розміри якого задає оператор. І в цьому режимі для перерахунку доплерівського зміщення частоти у швидкості кровоплину використовується співвідношення (1).

Фокусування прийнятого ультразвукового променя здійснюється звичайно шляхом затримки і складання сигналів, прийнятих від різних елементів п'єзoeлектричного перетворювача, що представляє собою решітку з множини невеликих елементів. Причому величина затримки повинна компенсувати різницю часу розповсюдження ультразвукової хвилі між окремими елементами решітки і точкою фокусування. Точність компенсуючої затримки обмежена дискретністю її практичної реалізації, тому погрішність Δt затримки компенсують фазовим зміщенням $\Delta\phi = \omega_s \Delta t$.

В усіх описаних вище випадках як ω_s звичайно використовують частоту гетеродина приймача.

Якість візуалізації внутрішніх структур і точність оцінки параметрів кровоплину значною мірою визначаються величиною загасання ультразвукових хвиль у процесі їхнього розповсюдження в біологічних тканинах. Чим більша глибина розташування вимірювального об'єму, тим менше амплітуда сигналу відгуку, формованого цим вимірю-

вальним об'ємом, і чим вище частота ультразвукових хвиль, тим більше ступінь їхнього ослаблення. Спектр ультразвукових зондуючих імпульсів досить широкий і його ширина зростає при укороченні тривалості імпульсу з метою збільшення роздільної здатності по глибині. Унаслідок частотнозалежного загасання ультразвукових хвиль спектри сигналів відгуку, сформованих вимірювальними об'ємами різної глибини, істотно різні. Середня частота ω_s сигналу відгуку зменшується

в міру збільшення глибини вимірювального об'єму, що формує цей сигнал відгуку. Причому величина цієї зміни середньої частоти досить значна. Так наприклад, розрахунки показують, що при зондуванні середовища з характеристикою загасання $0,5\text{дБ/МГц}\cdot\text{см}$ імпульсним сигналом з Гауссовою формою обгинаючої, тривалістю $0,3\text{мкс}$ середня частота сигналу відгуку з глибини 5см буде приблизно на $0,65\text{МГц}$, а з глибини 10см - на $1,3\text{МГц}$ менше середньої частоти зондуючого сигналу.

Залежність середньої частоти сигналу відгуку від глибини визначається властивостями тканин, крізь які розповсюджується ультразвук, і формою зондуючого сигналу. Тому згадана залежність істотно змінюється при дослідженні різних органів того самого пацієнта чи при дослідженні ідентичних органів різних пацієнтів. Без точного знання частоти ω_s сигналу відгуку неможливі точні оцінки ні середньої швидкості кровоплину, ні спектра швидкостей кровоплину. Більш того, без точного знання частоти ω_s сигналу відгуку неможливе точне фокусування прийнятого променя. Оскільки затримка сигналу відгуку пропорційна глибині вимірювального об'єму, то залежність середньої частоти від глибини має вигляд часової періодичної залежності $\omega_s(t)$ з періодом, рівним періоду зондуючих імпульсів.

Крім того, зміна частоти сигналу відгуку по глибині вимагає розширення смуги пропускання приймача, що приводить до зменшення співвідношення сигнал-шум і зниження, якості візуалізації внутрішніх структур організму в загальноприйнятому В-режимі і потоків крові в доплерівських режимах.

Відомі ультразвукові імпульсні Доплерівські системи для дослідження кровоплину, у яких з метою підвищення точності оцінки швидкості кровоплину додатково оцінюється частота сигналу відгуку (патент США №4930513, МПК⁶ А61В008/00, опубл. 5 червня 1990р і патент США №5386830, МПК⁶ А61В008/00, опубл. 7 лютого 1995р.) Системи містять передавач, ультразвуковий перетворювач, приймач, а також блок обробки. Недоліком відомих систем є підвищена шумова погрішність оцінок швидкості кровоплину через знижене відношення сигнал-шум. Це є наслідком розширення смуги пропускання приймача понад ширину спектра зондуючого сигналу на величину зміни середньої частоти сигналу відгуку по глибині.

Відомі ультразвукові медичні діагностичні системи (патент США №5549111, МПК⁶ А61В008/00, опубл. 27 серпня 1998р і патент США №6110116, МПК⁶ А61В008/00, опубл. 29 серпня 2000р.), що містять передавач, ультразвуковий перетворювач,

приймач, що здійснює посилення, дискретизацію і комплексну демодуляцію сигналу з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку і блок обробки й індикації. Для зниження втрат енергії прийнятого сигналу при його комплексній демодуляції і для підвищення точності фокусування частота гетеродина приймача змінюється як функція від глибини відповідно до передбачуваної залежності частоти сигналу відгуку $\omega_s(t)$ від глибини. Параметри, що визначають форму залежності частоти гетеродина від глибини, зберігаються в пам'яті системи. Однак, при такій конструкції системи підстроювання частоти гетеродина має невисоку точність унаслідок значного індивідуального розкиду фактичних залежностей середньої частоти сигналу відгуку від глибини. Отже, недоліками відомих систем є втрати енергії прийнятого сигналу і невисока точність фокусування. Обидва фактори погіршують якість візуалізації внутрішніх структур організму.

Найбільш близькою за технічним рішенням до винаходу, що заявляється, є ультразвукова імпульсна доплерівська система для дослідження кровоплину (патент США №4794933, МПК⁴ A61B10/00, опубл 3 січня 1989р), що містить послідовно з'єднані тактовий генератор, передавач і ультразвуковий перетворювач, вхід якого є також виходом для сигналу відгуку, і послідовно з'єднані блок керування частотою гетеродина, приймач, що здійснює посилення, дискретизацію і комплексну демодуляцію сигналу з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, і блок обробки й індикації, причому сигнальний вхід приймача з'єднано з виходом ультразвукового перетворювача, а тактовий вхід приймача з'єднано з виходом тактового генератора.

У цій системі здійснюється автоматичне настроювання частоти гетеродина приймача для поліпшення відношення сигнал-шум. Критерієм правильного настроювання частоти гетеродина служить максимум інтеграла інтенсивності складових спектра низькочастотного комплексного сигналу відгуку в заданому вимірювальному об'ємі (стробі дальності). Алгоритм настроювання припускає кілька ітерацій, на кожній з яких здійснюється перестроювання гетеродина приймача, реєстрація послідовності відліків низькочастотного комплексного сигналу відгуку в заданому вимірювальному об'ємі протягом деякого числа зондувань, спектральний аналіз зареєстрованої послідовності відліків, обчислення сумарної інтенсивності окремих спектральних складових, порівнювання сумарної інтенсивності з її значенням на попередній ітерації й прийняття рішення про напрямок подальшого перестроювання гетеродина.

Недолік цієї системи полягає у великих витратах часу і невисокій точності настроювання гетеродина. Останнє пояснюється дуже малою крутістю залежності сумарної інтенсивності, що обчислюється, в області її максимальних значень, від частоти гетеродина. Крім того, у відомій системі здійснюється настроювання гетеродина тільки для одного вимірювального об'єму заданої довжини і глибини у режимі спектрального Доплера. Перестроювання гетеродина за відомим принципом в повному діапазоні глибин у В-режимі чи у

режимі кольорового відображення кровоплину потребуватиме також значних апаратних витрат на паралельний спектральний аналіз багатьох послідовностей відліків сигналів з великої кількості вимірювальних об'ємів.

В основу винаходу, що заявляється, поставлена задача удосконалення ультразвукової імпульсної доплерівської системи для дослідження кровоплину шляхом введення нових елементів і нових зв'язків між елементами для забезпечення простими засобами високих точності і швидкості перестроювання частоти гетеродина приймача у всьому діапазоні глибин зондування, тобто для усіх вимірювальних об'ємів. Це, у свою чергу, дозволить підвищити точність фокусування і звужити смугу частот приймача й, таким чином, знизити втрати енергії прийнятого сигналу, збільшити відношення сигнал-шум, підвищити точність оцінки параметрів кровоплину, включаючи швидкість, і підвищити якість візуалізації внутрішніх структур організму.

Поставлена задача вирішується тим, що в ультразвукову імпульсну доплерівську систему для дослідження кровоплину, що містить послідовно з'єднані тактовий генератор, передавач і ультразвуковий перетворювач, вхід якого є також виходом для сигналу відгуку, і послідовно з'єднані блок керування частотою гетеродина, приймач, що здійснює посилення, дискретизацію і комплексну демодуляцію сигналу з виділенням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, і блок обробки й індикації, причому сигнальний вхід приймача з'єднано з виходом ультразвукового перетворювача, а тактовий вхід приймача з'єднано з виходом тактового генератора, додатково введені автокореляційний оцінювач середньої частоти, сигнальний вхід якого підключено до виходу приймача, а вихід - до входу даних блоку керування частотою гетеродина, і синхронізатор, причому тактовий вхід синхронізатора підключено до виходу тактового генератора, вихід синхронізатора підключено до відповідних входів автокореляційного оцінювача середньої частоти, блоку керування частотою гетеродина і приймача, синхронізуючий вихід передавача підключено до входів початкового установа синхронізатора і приймача, а вихід блоку керування частотою гетеродина додатково підключено до другого входу блоку обробки й індикації.

Введення у відому ультразвукову імпульсну доплерівську систему для дослідження кровоплину зазначених додаткових елементів і зв'язків дозволяє точно і швидко підстроїти частоту гетеродина приймача по всій глибині зондування до перемінної по глибині середньої частоти сигналу відгуку базуючись на оцінках середньої частоти, отриманих простим автокореляційним методом. Це дозволяє звужити смугу фільтрів нижніх частот приймача і збільшити тим самим відношення сигнал-шум, збільшити точність оцінки параметрів кровоплину і якість візуалізації внутрішніх структур організму.

Пристрій відповідно до даного винаходу допускає його удосконалення з боку конструкції приймача.

Приймач містить комутатор, входи якого є сигнальним входом приймача, декілька паралельних приймальних каналів, кожний з котрих підключено входом до відповідного виходу комутатора, багатовходовий суматор, кожен вхід якого з'єднано з виходом відповідного приймального каналу, комплексний демодулятор, вхід якого підключено до виходу багатовходового суматора, а вихід є виходом приймача, і гетеродин, керуючий вхід якого є входом керування частотою гетеродина приймача, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймача, а вихід підключено до другого входу комплексного демодулятора, причому об'єднані тактові входи гетеродина і приймальних каналів є тактовим входом приймача.

Гетеродин містить послідовно з'єднані нагромаджувач, вхід даних якого є входом керування гетеродина, і запам'ятовуючий пристрій тригонометричних функцій \sin і \cos , вихід якого є виходом гетеродина, причому тактовий вхід нагромаджувача є тактовим входом гетеродина, а вхід початкового установлення нагромаджувача є входом установлення початкової фази гетеродина.

Така конструкція приймача дозволяє здійснювати комплексну демодуляцію сигналу з формуванням низькочастотного комплексного сигналу відгуку, середня частота якого близька до нуля завдяки зміні частоти гетеродина синхронно зі зміною середньої частоти вхідних сигналів відгуку. Це дозволяє максимально звужити смугу фільтра нижніх частот комплексного демодулятора і підвищити тим самим відношення сигнал-шум у вихідному сигналі приймача.

Крім того, кожен приймальний канал містить послідовно з'єднані між його входом і виходом малошумливий підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, змішувач, керовану лінію затримки, керований фазообертач і перший помножувач, послідовно з'єднані запам'ятовуючий пристрій значень затримок, старші розряди виходу якого підключені до керуючого входу керованої лінії затримки, другий помножувач і суматор, вихід якого підключено до керуючого входу керованого фазообертача, а також опорний генератор, підключений виходом до другого входу змішувача, третій помножувач, один вхід якого підключено до молодших розрядів виходу запам'ятовуючого пристрою значень затримок, другий вхід підключено до входу керування частотою гетеродина приймача, а вихід - до другого входу суматора, і запам'ятовуючий пристрій коефіцієнтів аподизації, вихід якого з'єднано із другим входом першого помножувача, а адресний вхід об'єднаний з адресним входом запам'ятовуючого пристрою значень затримок і є адресним входом приймального каналу і приймача, причому тактові входи аналого-цифрового перетворювача й опорного генератора об'єднані і є тактовим входом приймального каналу, а другий вхід другого помножувача об'єднано із входом задання частоти опорного генератора.

Пропонована конструкція приймального каналу дозволяє підсилити вхідний сигнал відгуку від елемента ультразвукового перетворювача, дискретизувати посилений сигнал, тобто перетворити його в послідовність цифрових відліків, зсунути його вниз за частотою з метою наступного зни-

ження частоти дискретизації, а також здійснити фокусуючі затримку і фазове зміщення сигналу. Причому головна особливість пропонованої конструкції приймального каналу в тім, що забезпечується висока точність фокусування завдяки формуванню фокусуючого фазового зміщення суматором, на один із входів якого подана з третього помножувача фазова фокусуюча поправка, сформована з урахуванням зміни частоти сигналу відгуку по глибині. Дані про зміну частоти сигналу відгуку по глибині надходять на вхід третього помножувача з входу керування частотою гетеродина приймача.

Подальше удосконалення пристрою відповідно до даного винаходу відносяться до конструкції блоку керування частотою гетеродина.

Блок керування частотою гетеродина містить запам'ятовуючий пристрій початкових частот і послідовно з'єднані помножувач, вхід якого є входом даних блоку керування частотою гетеродина, перший суматор, запам'ятовуючий пристрій частотних поправок і другий суматор, другий вхід якого з'єднано з виходом запам'ятовуючого пристрою початкових частот, а вихід - є виходом блоку керування частотою гетеродина, причому вихід запам'ятовуючого пристрою частотних поправок додатково підключений до другого входу першого суматора, на другий вхід помножувача подано заданий ваговий коефіцієнт, а адресні входи обох запам'ятовуючих пристроїв є адресними входами блоку керування частотою гетеродина.

Така конструкція блоку керування частотою гетеродина дозволяє використовувати дані від автокореляційного оцінювача середньої частоти сигналу для корекції значень початкових частот, попередньо записаних у відповідний запам'ятовуючий пристрій, шляхом додавання до них частотних поправок, сформованих у відповідному запам'ятовуючому пристрої накопиченням даних від автокореляційного оцінювача середньої частоти сигналу. Це забезпечує точне керування частотою гетеродина приймача, наближаючи її до середньої частоти прийнятого сигналу відгуку, яка змінюється по глибині.

Пропонується також додаткове удосконалення системи у вигляді другого варіанта конструкції приймача.

Приймач за другим варіантом містить комутатор, входи якого є сигнальним входом приймача, декілька паралельних приймальних каналів, кожний з яких підключено входом до відповідного виходу комутатора, і багатовходовий суматор, кожен вхід якого з'єднано з виходом відповідного приймального каналу, а вихід є виходом приймача, причому кожен приймальний канал містить послідовно з'єднані між його входом і виходом малошумливий підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, керовану лінію затримки, комплексний демодулятор, керований фазообертач і перший помножувач, а також послідовно з'єднані лінію затримки і другий помножувач, вихід якого підключено до керуючого входу керованого фазообертача, запам'ятовуючий пристрій значень затримок, старші розряди виходу якого підключені до керуючого входу керованої лінії затримки, а молодші розряди подані на другий вхід другого помножувача.

ча, запам'ятовуючий пристрій коефіцієнтів аподизації, вихід якого з'єднано із другим входом першого помножувача, а адресний вхід об'єднано з адресним входом запам'ятовуючого пристрою значень затримок і є адресним входом приймального каналу і приймача, і гетеродина, вихід якого підключено до другого входу комплексного демодулятора, керуючий вхід об'єднано із входом лінії затримки і є входом керування частотою гетеродина приймального каналу і приймача, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймального каналу і приймача, а об'єднані тактові входи гетеродина й аналого-цифрового перетворювача є тактовим входом приймального каналу і приймача

Конструкція приймача за другим варіантом більш проста в порівнянні з першим варіантом, у ній відсутній опорний генератор, змішувач і деякі інші вузли. Однак, ця конструкція пред'являє більш високі вимоги до швидкодії керованої лінії затримки, що працює на частоті вхідного сигналу, на відміну від лінії затримки першого варіанта, що працює на проміжній частоті після змішувача.

Подальше удосконалення пристрою відповідно до даного винаходу відноситься до третього варіанта конструкції приймального каналу.

Приймальний канал містить послідовно з'єднані між його входом і виходом малошумливий підсилювач, аналого-цифровий перетворювач, комплексний демодулятор, першу керовану лінію затримки, керований фазообертач і перший помножувач, послідовно з'єднані першу лінію затримки, другий помножувач, суматор і віднімач входом від'ємника, вихід якого підключено до керуючого входу керованого фазообертача, послідовно з'єднані другу лінію затримки, вихід якої додатково підключено до другого входу суматора, і другу керовану лінію затримки, вихід якої з'єднано із входом зменшувача віднімача, запам'ятовуючий пристрій значень затримок, старші розряди виходу якого підключені до об'єднаних керуючих входів першої і другої керованих ліній затримки, а молодші розряди подані на другий вхід другого помножувача, запам'ятовуючий пристрій коефіцієнтів аподизації, вихід якого з'єднано із другим входом першого помножувача, а адресний вхід об'єднано з адресним входом запам'ятовуючого пристрою значень затримок і є адресним входом приймального каналу, і гетеродина, вихід якого підключено до другого входу комплексного демодулятора, керуючий вхід об'єднано із входом першої лінії затримки і є входом керування частотою гетеродина приймального каналу, вхід установлення початкової фази є входом початкового установлення приймального каналу, а об'єднані тактові входи гетеродина й аналого-цифрового перетворювача є тактовим входом приймального каналу, причому вихід нагромаджувача гетеродина, що є виходом значень фази гетеродина, з'єднано із входом другої лінії затримки.

Така конструкція приймального каналу дозволяє знизити вимоги до швидкодії керованої лінії затримки, включеної після комплексного демодулятора і також не містить опорного генератора і змішувача першого варіанта. Незважаючи на розходження в конструкції, усі варіанти виконання

приймача і приймальних каналів дозволяють максимально звузити смугу фільтра нижніх частот комплексного демодулятора і підвищити тим самим відношення сигнал-шум у вихідному сигналі приймача, а також забезпечити високу точність фокусування завдяки формуванню фазової фокусуєчої поправки, що враховує зміни по глибині частоти сигналу відгуку, що містяться в значеннях частоти гетеродина приймача.

Конструкція системи і її блоків дозволяє у реальному часі формувати оцінку частоти прийнятого сигналу відгуку як функцію глибини вимірювального об'єму, що формує цей сигнал відгуку, і відповідно перестроювати частоту гетеродина. Це перестроювання підвищує точність фокусування ультразвукового променя при прийомі і внаслідок поліпшує роздільну просторову здатність системи. Більш того, точне настроювання гетеродина дозволяє поліпшити відношення сигнал-шум за рахунок звуження смуги пропущення фільтрів нижніх частот комплексного демодулятора і, таким чином, підвищити якість ультразвукових зображень тканин і потоків крові, підвищити точність оцінок параметрів кровоплину.

На кресленнях, що додаються, наведені варіанти реалізації системи й окремих її блоків відповідно до дійсного винаходу, а саме:

на фіг 1 наведена функціональна схема ультразвукової імпульсної доплерівської системи для дослідження кровоплину,

на фіг 2 наведена функціональна схема багатоканального приймача-формуєча променя,

на фіг 3 наведена функціональна схема автокореляційного оцінювача середньої частоти сигналу,

на фіг 4 наведена функціональна схема блоку керування частотою гетеродина,

на фіг 5 наведена функціональна схема синхронізатора,

на фіг 6 наведена функціональна схема другого варіанта багатоканального приймача-формуєча променя,

на фіг 7 наведена функціональна схема третього варіанта приймального каналу.

Як наведено на фіг 1, система містить тактовий генератор 1, передавач 2, ультразвуковий перетворювач 3, приймач 4, блок 5 обробки й індикації, автокореляційний оцінювач 6 середньої частоти сигналу, блок 7 керування частотою гетеродина і синхронізатор 8. Причому вихід тактового генератора 1 з'єднано із входом передавача 2 і з тактовими входами приймача 4 і синхронізатора 8. Вихід передавача 2 з'єднано з ультразвуковим перетворювачем 3, вхід якого є також і його виходом для електричного сигналу відгуку, подаваного на сигнальний вхід приймача 4. Вихід приймача 4 з'єднано із блоком 5 обробки й індикації і з автокореляційним оцінювачем 6 середньої частоти сигналу, вихід якого з'єднано із входом даних блоку 7 керування частотою гетеродина. Вихід блоку 7 підключено до входу керування частотою гетеродина приймача 4, синхронізуючий вихід передавача 2 підключено до входів початкового установлення приймача 4 і синхронізатора 8, а виходи синхронізатора 8 підключені до відповідних входів приймача 4, автокореляційного оцінювача 6 сере-

дної частоти, і блоку 7 керування частотою гетеродина

Система працює в такий спосіб. Передавач 2 генерує імпульсний періодичний з періодом повторення T сигнал, що надходить на ультразвуковий перетворювач 3. Ультразвуковий перетворювач 3 перетворює поданий на його вхід сигнал у періодичну з періодом T послідовність зондуючих ультразвукових хвильових імпульсів з несучою частотою ω_s , що випромінюються в заданому напрямку у вигляді вузького сфокусованого променя. Якщо ультразвуковий перетворювач виконаний у виді решітки з невеликих перетворюючих елементів, то передавач 2 генерує на своєму багатоканальному виході відповідну кількість імпульсних сигналів різної амплітуди і різного зміщення в часі один щодо одного з метою фокусування ультразвукового променя.

Ультразвукові хвилі, відбиті від розсіювачів ультразвуку досліджуваного середовища, приймаються ультразвуковим перетворювачем 3 і перетворюються в електричний сигнал відгуку, що надходить до приймача 4. У приймачі 4 сигнал відгуку підсилюється до необхідної величини, причому коефіцієнт підсилення приймача 4 може змінюватися протягом періоду T за заданим законом для компенсації зростаючого по глибині загасання ультразвукових хвиль у досліджуваному середовищі. Середня частота $\omega_s(t)$ спектра прийнятого сигналу відгуку є функцією часу $t \in (0, T)$ на періоді T внаслідок частотнозалежного загасання ультразвуку в досліджуваному тілі. При зміні напрямку зондування вигляд функції $\omega_s(t)$ також може змінюватися через неоднорідність середовища розповсюдження ультразвуку.

Посилений сигнал відгуку зсочується в приймачі 4 вниз за частотою комплексним демодулятором, що використовує в якості опорного комплексний сигнал гетеродина, що містить дві гармонійні квадратурні складові, зміщені друг щодо друга за фазою на $\pi/2$. Формований на виході комплексного демодулятора низькочастотний комплексний сигнал відгуку, що складається з двох квадратурних складових, має середню частоту спектра, що залежить від різниці середньої частоти сигналу і частоти гетеродина. Якщо середня частота низькочастотного комплексного сигналу відгуку велика, то частина спектра сигналу відгуку може бути подавлена фільтрами нижніх частот комплексного демодулятора, що приведе до погіршення співвідношення сигнал-шум. З метою зменшення середньої частоти низькочастотного комплексного сигналу відгуку частота гетеродина приймача 4 періодично змінюється на періоді зондування T під керування дією блоку 7 керування частотою гетеродина.

Якщо ультразвуковий перетворювач 3 виконаний у вигляді решітки з невеликих перетворюючих елементів, то приймач 4 складається з множини ідентичних паралельних приймальних каналів, на вхід кожного з яких подається сигнал з виходу відповідного елемента перетворюючої решітки. У кожному приймальному каналі реалізуються різні посилення, затримка і фазове зміщення вхідного

сигналу. Виходи приймальних каналів складаються для одержання сумарного сигналу відгуку, що відповідає сфокусованому приймальному променю. Такий спосіб фокусування відомий, як електронне фокусування. Сумарний сигнал відгуку перетворюється далі комплексним демодулятором у низькочастотний комплексний сигнал відгуку як описано вище.

У приймачі 4 здійснюється також аналого-цифрове перетворення сигналу відгуку в цифрові відліки з кроком часової дискретизації, рівним чи кратним періоду сигналу тактового генератора 1. Кожен цифровий відлік відповідає сигналу відгуку, сформованому вимірювальним об'ємом з визначеної глибини на поточному періоді зондування. З виходу приймача 4 дискретні відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку надходять на блок 5 обробки й індикації, що здійснює відому в цій області техніки обробку сигналу з метою візуалізації внутрішніх структур тіла пацієнта в чорно-білому В-режимі і/чи індикації потоків крові в судинах і серці і виміру параметрів кровоплину в загальноприйнятих режимах кольорового відображення потоків і спектрального Допплера.

Додатково дискретні відліки низькочастотного комплексного сигналу відгуку з виходу приймача 4 надходять на автокореляційний оцінювач 6 середньої частоти сигналу, що у реальному часі визначає середню частоту спектра низькочастотного комплексного сигналу відгуку чи величину, пропорційну їй у випадку скривлення спектра сигналу відгуку фільтрами нижніх частот комплексного демодулятора. Оцінка середньої частоти подається з виходу автокореляційного оцінювача 6 на вхід блоку 7 керування частотою гетеродина, що змінює частоту гетеродина приймача 4 на величину, пропорційну отриманій оцінці середньої частоти, і в напрямку, що призводить до зменшення середньої частоти спектра низькочастотного комплексного сигналу відгуку приймача 4. У результаті частота гетеродина змінюється на періоді зондування услід зміни середньої частоти сигналу відгуку. Для варіанта реалізації приймача з електронним фокусуванням така частота гетеродина, що слідує, використовується для обчислення точних фокусуєчих фазових зміщень.

Значення частоти гетеродина з виходу блоку 7 керування частотою гетеродина передаються також на другий вхід блоку 5 обробки й індикації, де використовуються при формуванні за (1) точних оцінок середньої швидкості кровоплину і спектра швидкостей кровоплину в доплерівських режимах роботи системи.

Синхронізатор 8 призначений для формування допоміжних сигналів, керуючих роботою названих вище основних функціональних блоків системи для реалізації ними описаних вище функцій.

Завдяки відмітним ознакам запропонованого рішення частота гетеродина швидко і точно підстроюється під середню частоту сигналу відгуку, що змінюється по глибині внаслідок частотнозалежного загасання ультразвуку в досліджуваному середовищі. Це призводить до поліпшення відношення сигнал-шум завдяки усуненню скривлень спектра сигналу відгуку у фільтрах нижніх частот комплексного демодулятора приймача, до підвищення

точності оцінки швидкості й інших параметрів кро-
воплину і до поліпшення якості фокусування ульт-
развукового приймального променя

На фіг 2 наведено функціональну схему бага-
токанального варіанта реалізації приймача 4 від-
повідно до винаходу, що заявляється. Приймач
працює в такий спосіб. Комутатор 9 передає елек-
тричні сигнали відгуку з виходів окремих елементів
перетворюючої решітки 3 на входи відповідних
каналів приймача, якщо каналів менше, ніж еле-
ментів решітки. Без зміни суті винаходу комутатор
9 може бути відсутнім якщо кількості приймальних
каналів 10 дорівнює кількості елементів перетво-
рюючої решітки 3.

У кожному каналі 10 приймача 4 вхідний сигнал
підсилюється малошумливим підсилювачем 11,
причому для компенсації зростаючого ослаблення
сигналу відгуку з глибиною коефіцієнт підсилення
є періодичною функцією часу з періодом T , рівним
періоду зондування. З виходу підсилювача 11 сиг-
нал подається на аналого-цифровий перетворю-
вач (АЦП) 12, на другий вхід якого подано сигнал
тактової частоти з тактового входу. АЦП 12 формує
з періодом тактового сигналу цифрові відліки по-
силеного сигналу, що надходять далі на перший
вхід змішувача 13, на другий вхід якого надходять
відліки сигналу опорного генератора 14 заданої
частоти ω_0 . Змішувач 13 здійснює перемножу-
вання відліків сигналу й опорного генератора 14 і
виділення низькочастотної складової результату
перемноження з різницевою частотою
 $\omega_s(t) - \omega_0$. Частота ω_0 опорного генератора 14
не змінюється по глибині але може бути різною, у
відповідності зі значенням частоти на вході за-
вдання частоти опорного генератора. Це значення
частоти може задаватися, наприклад, керуючим
процесором системи (на кресленнях не показаний)
у залежності від частоти використовуваного ульт-
развукового перетворювача. На виході змішувача
13 подавлені складові сумарної частоти сигналу й
опорного генератора 14 і зменшена шумова смуга,
що дозволяє надалі понизити частоту дискретиза-
ції сигналу відгуку через проріджування його відлі-
ків - децимацію. Однак, смуга пропускання фільтра
нижніх частот (на кресленні (див фіг) не показа-
ний) змішувача 13 досить широка для запобігання
придушення сигналу при відмінності частоти ω_0
опорного генератора 14 від частоти сигналу $\omega_s(t)$
внаслідок зміни останньої з глибиною.

З метою фокусування вихідний сигнал змішу-
вача 13 затримується керованою лінією затримки
15 з децимацією на дискретний час, рівний цілому
числу періодів сигналу тактової частоти і частково
(тобто з погрешністю) компенсуючий різницю за-
тримок відбитого сигналу при розповсюдженні від
вимірювального об'єму до окремих елементів пе-
ретворюючої решітки 3. Величина дискретної за-
тримки задається старшими розрядами з виходу
запам'ятовуючого пристрою 16, що зберігає таб-
лицю фокусуючих затримок як функцію глибини,
значення якої подається на адресний вхід запам'я-
товуючого пристрою 16 з адресного входу 17 при-
ймача 4. Відліки сигналу відгуку на виході лінії за-

тримки 15 з децимацією проріджені відповідно до
заданого коефіцієнта децимації.

Точна компенсація різниці затримок при роз-
повсюдженні здійснюється керованим фазообер-
тачем 18. З метою зниження рівня бічних пелюст-
ків у приймальному промені вихідний сигнал
фазообертача 18 помножується в першому по-
множувачі 19 на коефіцієнт аподізації, що надхо-
дить з виходу запам'ятовуючого пристрою 20 кое-
фіцієнтів аподізації, на адресний вхід якого подане
значення глибини з адресного входу 17 приймача
4. Вихід помножувача 19 є виходом каналу 10 при-
ймача.

На керуючий вхід керованого фазообертача 18
подане значення необхідного фокусуючого фазо-
вого зміщення, формованого суматором 21 із двох
доданків. Перший доданок надходить від другого
помножувача 22, як добуток заданої частоти ω_0
опорного генератора 14 і фокусуючої затримки від
запам'ятовуючого пристрою 16, і призначений для
компенсації відповідного паразитного фазового
зміщення в лінії затримки 15. Без зміни суті вина-
ходу помножувач 22 можна замінити запам'ятову-
ючим пристроєм, що зберігає добутки частоти
опорного генератора на фокусуючу затримку і що
має відповідні адресні входи. Другий доданок над-
ходить на суматор 21 від третього помножувача
23, як добуток частоти $\omega_g(t)$ гетеродина 24 і не-
скомпенсованого лінією затримки 15 залишку округ-
лення необхідної фокусуючої затримки старшими
розрядами, що задається молодшими розрядами з
виходу запам'ятовуючого пристрою 16. Точність
фокусування за рахунок уведення фокусуючого
фазового зміщення тим вище, чим точніше часто-
та $\omega_g(t) \approx \omega_s(t) - \omega_0$ гетеродина 24 відслідковує
зміну частоти сигналу відгуку по глибині.

У загальному випадку, сигнал опорного гене-
ратора 14 є комплексним, тобто складається з
двох квадратурних складових, зміщених один що-
до одного за фазою на $\pi/2$. При цьому змішувач
13 містить відповідно два ідентичних канала, кож-
ний з котрих одним входом з'єднаний з АЦП 12, а
другим - із відповідним сигналом опорного гене-
ратора 14. Відповідно, керована лінія затримки 15,
керований фазообертач 18 і помножувач 19 мають
по два ідентичних канала для обробки вихідного
комплексного сигналу змішувача 13. В окремому
випадку, без зміни сутності винаходу, змішувач 13,
опорний генератор 14, лінія затримки 15, фазооб-
ертач 18 і помножувач 19 можуть бути однокана-
льними й генерувати і обробляти не комплексні а
фізичні сигнали.

Вихідні відліки сигналів відгуку з усіх каналів
приймача подаються на багатовходовий суматор
25, з виходу якого сумарний сигнал надходить на
комплексний демодулятор 26. На другий вхід компе-
ксного демодулятора 26 поданий комплексний
сигнал гетеродина 24, частота $\omega_g(t)$ якого зміню-
ється по глибині у відповідності зі значеннями час-
тоти, що надходять на керуючий вхід гетеродина
24 із входу керування частотою гетеродина при-
ймача 4 і обчислюються блоком 7 керування час-
тотою гетеродина. Завдяки цьому частота сигналу

гетеродина 24 близька частоті $\omega_S(t) - \omega_0$ вхідного сигналу комплексного демодулятора 26 для будь-якої глибини вимірювального об'єму. Це дозволяє підвищити відношення сигнал-шум шляхом максимального звуження смуги пропускання комплексного фільтра нижніх частот (на кресленні не показаний), що є складовою частиною комплексного демодулятора 26 і що виділяє сигнал різницевої частоти $\Omega(t) = \omega_g(t) - \omega_S(t) - \omega_0$.

Гетеродина 24 містить послідовно з'єднані нагромаджувач 27 і запам'ятовуючий пристрій 28 тригонометричних функцій \sin і \cos . На виході нагромаджувача 27 формуються цифрові відліки фази гетеродина шляхом додавання на кожному періоді сигналу від тактового генератора до вмісту нагромаджувача значення частоти, поданого на керуючий вхід гетеродина 24. На початку кожного періоду зондування сигналом від передавача вміст нагромаджувача 27 скидається чи встановлюється у визначене значення, завдяки чому закон зміни фази гетеродина 24 на кожному періоді зондування являє собою дискретний цифровий еквівалент інтеграла від закону зміни частоти гетеродина на його керуючому вході. Запам'ятовуючий пристрій 28 перетворює відліки фази гетеродина, що надходять на його адресний вхід, в відліки комплексного сигналу гетеродина 24.

Вихідний сигнал комплексного демодулятора 26 є вихідним сигналом приймача 4, що надходить на блок 5 обробки й індикації і на автокореляційний оцінювач 6 середньої частоти сигналу.

Функціональна схема переважного варіанта реалізації автокореляційного оцінювача 6 середньої частоти сигналу наведена на фіг. 3. Оцінювач 6 середньої частоти працює в такий спосіб. Вхідні відліки $U_{n,q}$ низькочастотного комплексного сигналу відгуку, де нижній індекс n відзначає номер зондування, а індекс q - номер відліку по глибині на кожному періоді зондування, надходять на перший вхід комплексного помножувача 29 безпосередньо, а також на його другий вхід через лінію затримки 30. Лінія затримки 30 здійснює затримку на час T_q рівний одному періоду проходження вхідних відліків, так що на входи комплексного помножувача 29 одночасно надходять відліки $U_{n,q}$ і $U_{n,q-1}$. На виході комплексного помножувача 29 формуються комплексні добутки $Y_{n,q} = U_{n,q} \cdot U_{n,q-1}^*$, де U^* позначає величину, комплексно спряжену із U . З виходу комплексного помножувача 29 комплексні добутки Y надходять на перший вхід комплексного суматора 31, на другий вхід якого надходять попередні результати накопичення, прочитані із запам'ятовуючого пристрою 32 за адресою, заданою багаторозрядним сигналом 33 з адресного входу. На виході комплексного суматора 31 формуються поточні накопичені значення $\sum \sum Y_{n,q}$ комплексного коефіцієнта

автокореляції для значення затримки T_q , що записуються в запам'ятовуючий пристрій 32 за тією ж адресою. Інтервали накопичення визначаються адресним сигналом 33 зони глибини і керуючим

імпульсним сигналом 34 закінчення накопичення від синхронізатора 8. Багаторозрядний адресний сигнал 33 зони глибини від пильника глибини синхронізатора 8 надходить на адресний вхід запам'ятовуючого пристрою 32 і переключає його адреси відповідно до зони глибини, визначаючи в такий спосіб кількість відліків, що нагромаджуються по глибині, в кожній зоні глибини. Тут і далі під терміном "зона глибини" розуміється інтервал глибини, що включає кілька суміжних вимірювальних об'ємів чи елементів розділення по глибині. Кількість періодів зондування, протягом яких здійснюється накопичення комплексних коефіцієнтів автокореляції в кожній зоні глибини визначається керуючим сигналом 34 закінчення накопичення. За цим сигналом, що надходить на вхід запису обчислювача 35 середньої частоти і на вхід керування комплексного суматора 31, накопичені значення комплексних коефіцієнтів автокореляції $\overline{Y_{gr}}$ переписуються з запам'ятовуючого пристрою 32 в обчислювач середньої частоти 35, а комплексний суматор 31 переводиться з режиму додавання в режим прямого пропускання комплексного добутку з виходу комплексного помножувача 29, завдяки чому процес накопичення починається знову. Обчислювач 35 визначає оцінки $\hat{\omega}_{gr}$ середньої частоти сигналу, як аргументу комплексних коефіцієнтів автокореляції $\overline{Y_{gr}}$.

$$\hat{\omega}_{gr} = \frac{1}{T_q} \operatorname{Arctg} \frac{\operatorname{Im}\{\overline{Y_{gr}}\}}{\operatorname{Re}\{\overline{Y_{gr}}\}}$$

Обчислювач 35 може бути виконаний, наприклад, у вигляді таблиці в постійному запам'ятовуючому пристрої. Знайдені оцінки середньої частоти сигналу, як функція номера зони глибини, надходять на вихід автокореляційного оцінювача 6 середньої частоти і далі на вхід даних блоку 7 керування частотою гетеродина.

На фіг. 4 наведена функціональна схема переважного варіанта виконання блоку 7 керування частотою гетеродина відповідно до винаходу, що заявляється. Оцінки $\hat{\omega}_{gr}$ середньої частоти сигналу з виходу даних блоку надходять на перший вхід помножувача 36, на другий вхід якого поданий постійний ваговий коефіцієнт, що визначає швидкість настроювання частоти гетеродина приймача 4. Без зміни сутності винаходу в згаданий ваговий коефіцієнт може бути перенесений множник $\frac{1}{T_q}$ з

(2) для спрощення останнього. Зважені оцінки частоти з виходу помножувача 36 надходять на перший вхід першого суматора 37, на другий вхід якого надходять попередні накопичені значення зважених оцінок частоти - частотні поправки, що зчитуються з першого запам'ятовуючого пристрою 38 частотних поправок за адресою, заданою адресним сигналом 33 зони глибини й адресним сигналом 39 від синхронізатора 8. Останній визначає номер групи суміжних напрямків зондування для яких формуються однакові частотні поправки. У найпростішому варіанті реалізації винаходу адресний сигнал 39 відсутній і частотні поправки не залежать від напрямку зондування. З виходу сума-

тора 37 поточні значення частотних поправок записуються за тією ж адресою в запам'ятовуючий пристрій 38. Значення частотних поправок подаються з виходу запам'ятовуючого пристрою 38 також на перший вхід другого суматора 40, на другий вхід якого подаються значення початкових частот гетеродина, що зчитуються з другого запам'ятовуючого пристрою 41 початкових частот за адресою, заданою адресним сигналом 33 зони глибини. Формована суматором 40 сума початкових частот і поправок до них від запам'ятовуючого пристрою 38 є вихідними даними блоку 7 керування частотою гетеродина. Нагромаджувач частотних поправок, що складається із суматора 37 і запам'ятовуючого пристрою 38 виконує роль цифрового інтегратора, що зводить до мінімуму залишкову погрішність настроювання гетеродина для кожної комірки області сканування, що задається адресними сигналами 33 і 39. Наявність початкових значень частот, попередньо записаних у запам'ятовуючий пристрій 41 і рівних очікуваним значенням середньої частоти прийнятого сигналу відгуку в залежності від глибини, скорочує тривалість перехідного процесу формування частотних поправок, але не є обов'язковим. Можливий варіант реалізації блоку при нульових значеннях початкових частот, чи зовсім без запам'ятовуючого пристрою 41 початкових частот і без суматора 40. При цьому керуючі гетеродином значення частот будуть цілком сформовані із частотних поправок.

На фіг 5 наведена функціональна схема можливого варіанта побудови синхронізатора 8, основним вузлом якого є згадуваний вище лічильник глибини. Лічильник глибини 42 являє собою лічильник періодів сигналу тактової частоти, що надходить від тактового генератора 1, на періоді зондування. Короткими імпульсами від передавача 2 лічильник глибини 42 скидається в нуль на початку кожного періоду зондування. На вихід синхронізатора подаються старші розряди 17 лічильника глибини 42 у кількості, достатній для відображення у двійковому коді прийнятого в системі числа елементів розділу чи вимірювальних об'ємів по глибині. Наприклад, якщо останнє дорівнює 512, то вихідний сигнал 17 повинний мати не менш як 9 двійкових розрядів, кожний з яких може приймати два значення: рівень логічного "0" чи рівень логічного "1". Частина старших розрядів сигналу 17, позначена як сигнал 33, представляє номер зони глибини. Частина молодших розрядів сигналу 17, що відповідають кількості суміжних вимірювальних об'ємів, для яких в автокореляційному оцінювачі 6 середньої частоти формується загальна для однієї зони глибини усереднена оцінка частоти, надходять на перший вхід логічного пристрою 43.

З виходу переповнення лічильника глибини 42 сигнал переповнення лічильника надходить на рахунковий вхід лічильника 44 Д-зондувань. Лічильник 44 Д-зондувань підраховує задане число зондувань, вироблених системою в тому самому напрямку, після чого видає сигнал переповнення на лічильник 45 променів. Повторні зондування в одному напрямку необхідні для формування оцінок швидкості чи спектра швидкостей у доплерівських режимах роботи системи. Таких повторних зондувань звичайно роблять від 2 до 16. Для В-

режиму візуалізації тканин таких повторних зондувань може не бути, тоді лічильник Д-зондувань передає на вихід кожен вхідний імпульс. Лічильник 45 променів підраховує номер напрямку зондування в межах області сканування. Цей номер у бінарній формі відображує вихідний багаторозрядний сигнал лічильника 45 променів. Частина молодших розрядів вихідного багаторозрядного сигналу лічильника 45 променів, що відповідають кількості суміжних напрямків зондування, для яких в автокореляційному оцінювачі 6 середньої частоти формується загальна усереднена оцінка частоти, надходять на другий вхід логічного пристрою 43. Решта старших розрядів вихідного багаторозрядного сигналу лічильника 45 променів, позначені як сигнал 39, надходять на вихід синхронізатора 8. Логічний пристрій 43 виробляє керуючий імпульсний сигнал 34 закінчення накопичення протягом часу, що відповідає останньому вимірювальному об'єму в кожній зоні глибини на останньому періоді зондування в межах кожної групи суміжних напрямків зондування, для яких в автокореляційному оцінювачі 6 середньої частоти формується загальна усереднена оцінка частоти. У найпростішому варіанті реалізації винаходу лічильник 45 може бути відсутнім.

На фіг 6 наведено функціональну схему другого варіанта реалізації багатоканального приймача 4 відповідно до винаходу, що заявляється. Приймач працює багато в чому аналогічно вищеописаному. Комутатор 9 передає електричні сигнали відгуку з виходів окремих елементів перетворюючої решітки 3 на входи відповідних каналів приймача.

У кожному каналі 10 приймача вхідний сигнал підсилюється малошумливим підсилювачем 11, причому для компенсації зростаючого ослаблення сигналу відгуку з глибиною коефіцієнт підсилення є періодична функція часу з періодом T , рівним періоду зондування. З виходу підсилювача 11 сигнал подається на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) 12, на другий вхід якого поданий сигнал тактової частоти з тактового входу АЦП 12 формує з періодом тактового сигналу цифрові відліки посиленого сигналу, які з метою фокусування затримуються керованою лінією затримки 15 на дискретний час, рівний цілому числу періодів тактової частоти і частково компенсуючий різницю затримок відбитого сигналу. Величина дискретної затримки, так само, як і в першому варіанті реалізації приймача, задається старшими розрядами з виходу запам'ятовуючого пристрою 16. Затримані відліки сигналу надходять далі на перший вхід комплексного демодулятора 26, на другий вхід якого поданий комплексний сигнал гетеродина 24, частота якого змінюється відповідно до керуючої дії аналогічне першому варіанту реалізації приймача.

Сигнал з виходу комплексного демодулятора 26 надходить на вхід керованого фазообертача 18, де здійснюється точна компенсація різниці затримок при розповсюдженні з метою зниження рівня бічних пелюстків у приймальному промені вихідний сигнал фазообертача 18 помножується в першому помножувачі 19 на коефіцієнт аподізації, що надходить з виходу запам'ятовуючого пристрою 20.

коефіцієнтів аподізації, на адресний вхід якого подане значення глибини з адресного входу 17 приймача 4. Вихід помножувача 19 є виходом каналу 10 приймача.

На керуючий вхід керованого фазообертача 18 подане значення необхідного фокусуючого фазового зміщення, формованого другим помножувачем 23 як добуток значення частоти $\omega_g(t)$ гетеродина 24, затриманого лінією затримки 46 на час, рівний часу затримки комплексного демодулятора 26, та некомпенсованого лінією затримки 15 залишку округлення необхідної фокусуючої затримки старшими розрядами, що задається молодшими розрядами з виходу запам'ятовуючого пристрою 16. Без зміни суті винаходу лінії затримки 46 може не бути, якщо час затримки в комплексному демодуляторі 26 має малу величину і не вносить істотної погрешності в процес компенсації затримки.

Вихідні відліки сигналів відгуку з усіх каналів приймача подаються на багатовходовий суматор 25, вихід якого є виходом приймача 4.

На фіг. 7 наведено функціональну схему третього варіанта реалізації приймального каналу 10 відповідно до винаходу, що заявляється. Вхідний сигнал підсилюється малощумливим підсилювачем 11 і перетворюється АЦП12 у цифрові відліки, що надходять на перший вхід комплексного демодулятора 26, на другий вхід якого поданий комплексний сигнал гетеродина 24, частота якого змінюється відповідно до керуючої дії аналогічно першому і другому варіантам реалізації приймача.

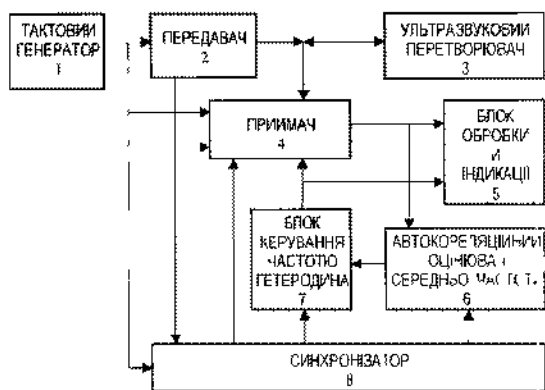
Вихідні відліки комплексного демодулятора 26 з метою фокусування затримуються першою керованою лінією затримки 15 на дискретний час, рівний цілому числу періодів тактової частоти і частково компенсуючий різницю затримок відбитого сигналу. Величина дискретної затримки, так само, як і в попередніх варіантах реалізації приймача, задається старшими розрядами з виходу запам'ятовуючого пристрою 16. Сигнал з виходу першої керованої лінії затримки 15 надходить на вхід керованого фазообертача 18, де здійснюється точна компенсація різниці затримок при розповсюдженні з метою зниження рівня бічних лепюстків у приймальному промені вихідний сигнал фазообертача 18 помножується в першому помножувачі 19 на коефіцієнт аподізації, що надходить з виходу за-

пам'ятовуючого пристрою 20 коефіцієнтів аподізації, на адресний вхід якого подане значення глибини з адресного входу 17 приймача 4. Вихід помножувача 19 є виходом каналу 10 приймача.

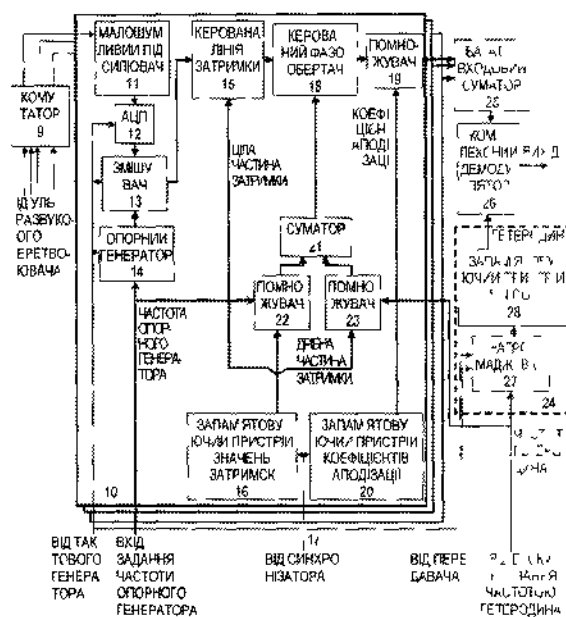
На керуючий вхід керованого фазообертача 18 подане значення необхідного фокусуючого фазового зміщення, формованого віднімачем 47 як різниця значення фази гетеродина, затриманого другою лінією затримки 48 на час, рівний часу затримки комплексного демодулятора 26, і другою керованою лінією затримки 49, і результату з виходу суматора 50. Друга керована лінія затримки 49 керується паралельно з першою керованою лінією затримки 15. Суматор 50 додає значення фази гетеродина, затримане другою лінією затримки 48, до результату з виходу другого помножувача 23. Останній обчислює добуток значення частоти $\omega_g(t)$ гетеродина 24, затриманого першою лінією затримки 46 на час, рівний часу затримки комплексного демодулятора 26, і некомпенсованого лінією затримки 15 залишку округлення необхідної фокусуючої затримки старшими розрядами, що задається молодшими розрядами з виходу запам'ятовуючого пристрою 16. Без зміни суті винаходу лінії затримки 46 і 48 можуть бути відсутніми, якщо час затримки при проходженні сигналу в комплексному демодуляторі 26 має малу величину і не вносить істотної погрешності в процес компенсації затримки.

Без зміни суті винаходу гетеродин 24 у другому і третьому варіантах реалізації приймального каналу 10 може бути винесений зі схеми приймального каналу 10 і бути загальним для всіх каналів, однак, при цьому значно зростає число високошвидкісних зв'язків між складовими частинами приймача 4.

Практична реалізація окремих функціональних вузлів і системи в цілому можлива при використанні аналогових інтегральних мікросхем фірми Analog Devices (наприклад, АЦП AD9203, малощумливий підсилювач з регульованим коефіцієнтом підсилення AD604 та ін.), цифрових логічних мікросхем фірми Xilinx (наприклад, програмовні для користувача матриці серії Virtex), цифрових сигнальних процесорів фірми Texas Instruments (наприклад, TMS320C6701) і інших сучасної елементної бази.



Pl. 1



ΦλΤ 2

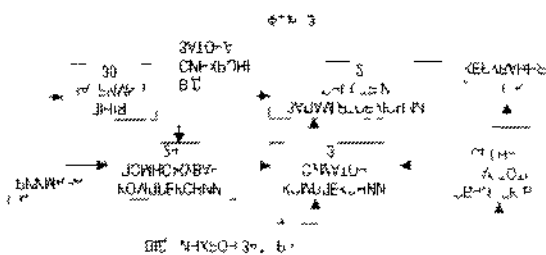
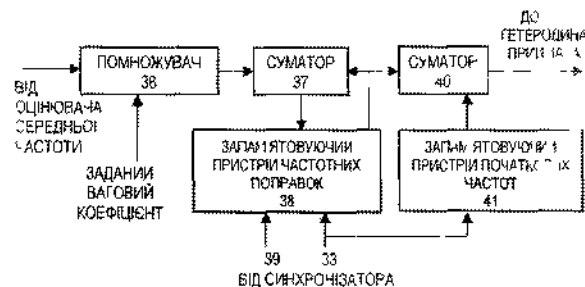
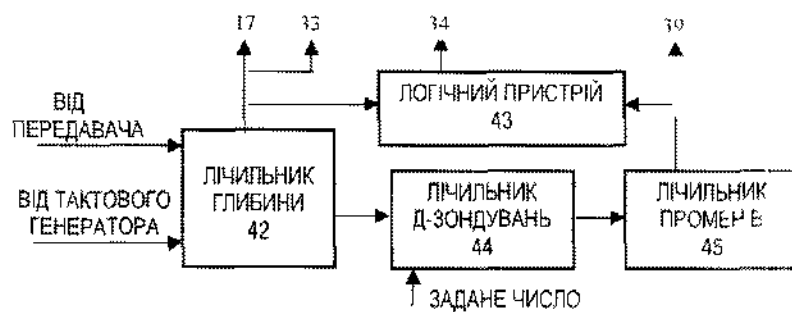
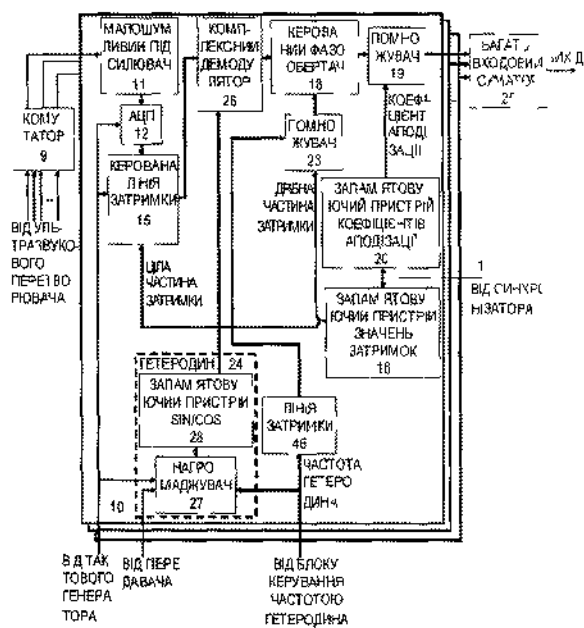

$$\text{NH}_4\text{N}_2\text{O} \rightarrow 3\text{N}_2 + \text{H}_2\text{O}$$


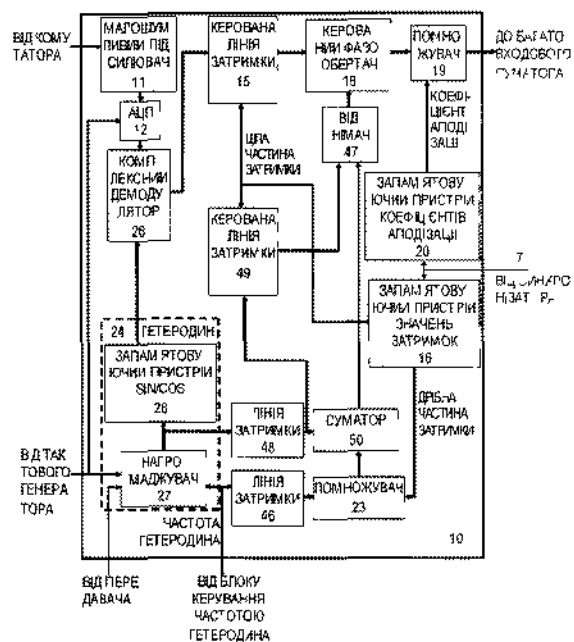
Fig 4



Φ17.5



Фиг. 6



Фиг. 7