

ЗАСТОСУВАННЯ ЗАСОБІВ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ У СУЧАСНИХ РЕОГРАФІЧНИХ КОМПЛЕКСАХ

© Совин Я.Р., Хома В.В., Тишик І.Я., 2009

Розглянуто перспективні програмно-апаратні рішення та елементну базу, використання яких при побудові реографічних комплексів дає змогу розширити функціональні можливості апаратури, підвищити якість реєстрації реограм та достовірність результатів обстеження.

The perspective hardware-software decisions and element base consider in work, use of which in case of construction of reographics complexes enables to broaden functional possibilities of apparatus, to promote quality of registration of rheograms and inspection results authenticity.

1. Стан проблеми та задачі дослідження. Важливе місце серед неінвазивних методів дослідження серцево-судинної системи займає реографія, що ґрунтується на вимірюванні зміни активного опору ділянки тіла внаслідок пульсових коливань кровонаповнення. Зареєстрована крива, яка називається реограмою, містить цінну інформацію про стан серцево-судинної системи. Потенційні можливості реографічного методу напряду залежать від інструментального забезпечення, тобто від технічних, експлуатаційних та ергономічних характеристик реографів. З огляду на це актуальним є пошук нових рішень при побудові вимірювального каналу реографів з використанням можливостей сучасної елементної бази, насамперед пристроїв цифрового оброблення сигналів.

Метод побудови вимірювального каналу реографа істотно впливає на достовірність результатів реографічних досліджень. Зазвичай сучасні реографи використовують тетраполярну потенціометричну вимірювальну схему [1, 2, 3, 4] з накладанням чотирьох електродів – джерело зондувального струму (ЗС) під'єднується на біооб'єкт за допомогою струмових електродів, а напругу, пропорційну до імпедансу ділянки тіла, знімають з потенціальних електродів, розташованих між струмовими електродами:

$$U(t) = Z(t) \cdot I(t).$$

Змінна компонента, яка зумовлена пульсовим кровонаповненням, становить 0,05–0,1 % від базового опору, а її розмах становить всього 0,05–0,5 Ом [1].

Важливим аспектом забезпечення високої інформативності та достовірності результатів реографії вибір частоти зондувального струму. Жива тканина є неоднорідним провідником, електричні властивості якого мають резистивно-ємнісну природу. Для реографії вибирають інтервал частот від 30 кГц до 500 кГц, в якому основною складовою біоімпедансу Z є активний опір [1, 3].

При проектуванні вимірювального каналу реографа необхідно вирішити низку проблем, які зручно проаналізувати на прикладі типової структурної схеми, що наведена на рис. 1.

Зондувальні струми в кожному із чотирьох ідентичних реоканалів формуються окремими ідентичними перетворювачами напруга-струм (ПНС) зі спільного генератора синусоїдального сигналу (ЗГ). Спад напруги, пропорційний до імпедансу біооб'єкта, підсилює диференційний підсилювач (ДП) та випрямляє детектор (ДТ). На виході фільтра нижніх частот (ФНЧ) формується стала складова сигналу, пропорційна до базового опору R_0 . Фільтр верхніх частот (ФВЧ) відсікає сталу складову, а підсилювач (ПС) в 1000 разів підсилює змінну складову ΔR , зумовлену

пульсаціями. Далі сигнали надходять на багатоканальний аналого-цифровий перетворювач (АЦП), який послідовно з періодом 1 мс виконує опитування і перетворення цих сигналів у двійковий код та передає їх для подальшого опрацювання на мікроконтролер (МК). На МК покладено функції вирівнювання амплітудно-частотних характеристик вимірювальних каналів, цифрової фільтрації сигналів, управління АЦП та формування сигналів інтерфейсу RS-232. Узгодження за рівнем і гальванічну розв'язку вихідних сигналів МК та інтерфейсу здійснює перетворювач рівнів (ПРВ).

Аналіз технічних характеристик реографів показав, що діапазон вимірювання базового опору переважно 200–250 Ом [1, 2, 5, 6]. Це обмежує їхнє використання лише дослідженням центральної гемодинаміки. Разом з тим, такі види діагностики, як реовазографія (дослідження кровотоку кінцівок), реоенцефалографія (дослідження кровотоку головного мозку), реогепатографія (дослідження кровотоку печінки), реопульмонографія (дослідження кровотоку легенів) потребують ширшого діапазону вимірювання базового опору – до 1000 Ом [1].

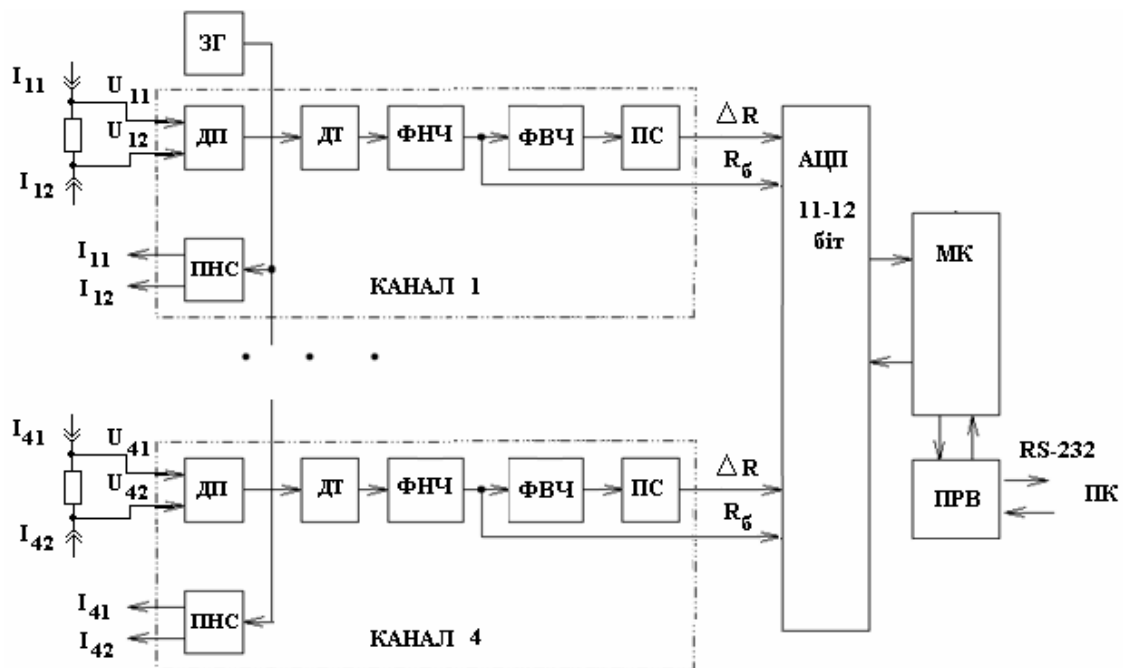


Рис. 1. Структурна схема реографа

Для виділення сигналу, що відображає змінну складову опору на тлі переважаючого базового опору в існуючих реографах використовуються аналогові ФВЧ з частотами зрізу 0,05–0,3 Гц, які містять великогабаритні конденсатори та вносять фазові спотворення в реосигнал, а також потребують на виході додаткових каскадів підсилення через обмежену розрядність АЦП. Іншим недоліком використання ФВЧ є те, що реосигнал внаслідок дихальної завади чи зміщення електродів може виходити за діапазон вимірювання АЦП на тривалий час, оскільки час встановлення ФВЧ з частотою зрізу 0,05 Гц перевищує 3 с. Ці фактори значно ускладнюють застосування реографічного методу під час функціональних проб.

Формування синусоїдальних зондувальних сигналів здебільшого здійснюється аналоговими генераторами гармонічних коливань із притаманними таким пристроям проблемами дестабілізуючих впливів, насамперед температури довкілля. Кардинально не вирішує проблеми і варіант формування синусоїдальних сигналів виділенням основної гармоніки із послідовності прямокутних імпульсів [2, 5]. Крім того, недоліком вимірювальних каналів є те, що аналогові фільтри жорстко налаштовані на виділення основної гармоніки і не дають змоги гнучко змінювати частоту залежно від специфіки досліджуваних ділянок тіла та методики обстеження.

Метою роботи є вдосконалення принципів побудови вимірювального каналу реографа для розширення функціональних можливостей реографічних засобів та підвищення достовірності результатів дослідження.

2. Розширення діапазону вимірювання реографів. У роботі [7] показано можливість та доцільність застосування компенсаційного методу для розширення діапазону вимірювання базового опору. Визначення базового опору з метою його повної або часткової компенсації дає можливість не лише відмовитися від ФВЧ, але також позитивно позначається на метрологічних характеристиках вимірювального каналу, оскільки на виході вимірювальної схеми формується реосигнал зі спектром практично від 0 Гц.

Рівняння перетворення вимірювальної схеми (рис. 2) можна подати у вигляді

$$U = R(t) \cdot I_T = [R_0 + \Delta R(t)] \cdot I_T,$$

де R_0 – базовий опір ділянки тіла; $\Delta R(t)$ – змінна складова опору внаслідок пульсового кровонаповнення; I_T – зондувальний струм.

Для під'єднання біооб'єкта застосовується чотириелектродна вимірювальна схема, чим забезпечується інваріантність до неінформативних параметрів $R_{n1} - R_{n8}$, що моделюють опори під'єднувальних проводів і перехідних опорів “електрод–тіло”. Повторювачі напруги на основі операційних підсилювачів ОП₁-ОП₄ запобігають дестабілізуючому впливу на потенціометричну вимірювальну схему вхідного імпедансу суматора, реалізованого на ОП₅.

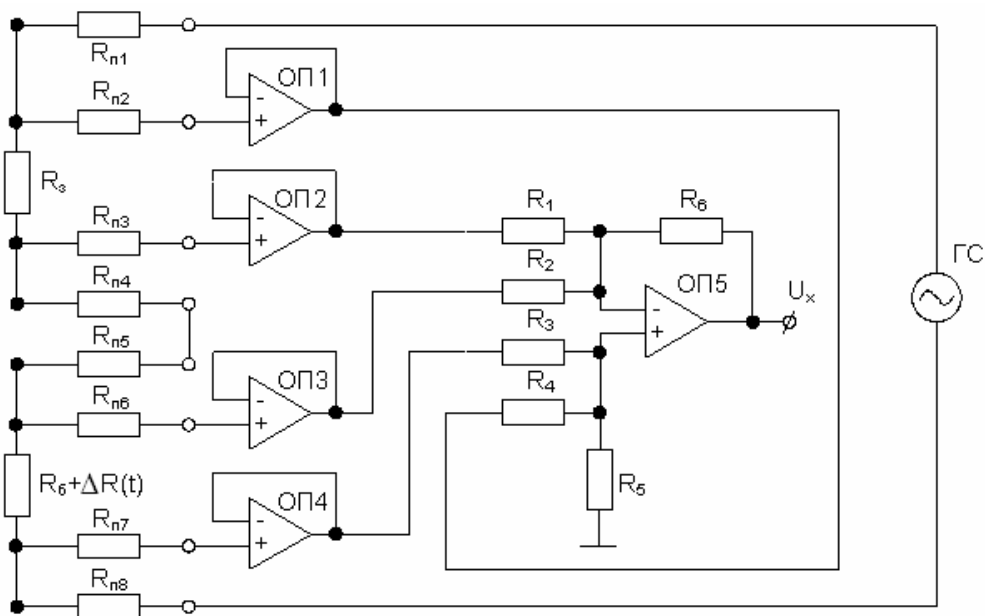


Рис. 2. Схема компенсації базової складової біоімпедансу

За умови нехтування інерційністю операційних підсилювачів та за рівності опорів резисторів $R_1 - R_6$ рівняння перетворення вимірювальної схеми має вигляд:

$$U_X = (R_3 - R) \cdot I_T = [R_3 - R_0 - \Delta R(t)] \cdot I_T,$$

де R_3 – опір зразкового кодированого резистора.

Якщо опір кодированого резистора збігатиметься із значенням базового $R_3 = R_0$, то вихідна напруга вимірювальної схеми відобразить лише зумовлену кровонаповненням змінну складову опору досліджуваної ділянки тіла:

$$U_X = \Delta R(t) \cdot I_T.$$

Розвиток мікроелектроніки привів до появи нового класу цифрових пристроїв – тримерів, які, по суті, є кодированими (цифровими) потенціометрами. На цей час тримери у широкому асортименті випускає багато фірм. Наприклад, Analog Devices випускає такі пристрої у вигляді інтегральної мікросхеми, причому на одному кристалі може міститися кілька цифрових потенціометрів, керування якими відбувається через цифровий інтерфейс (SPI або I²C). Кількість відтворюваних значень опору залежно від типу тримера коливається від 64 до 1024, а діапазон

номінальних значень – від 1 кОм до 1 МОм. Цифрові потенціометри можуть мати енергонезалежну пам'ять для зберігання значення коду, працювати від одно- чи двополярного живлення, споживаючи не більше ніж 1 мВт, смуга пропускання становить до 600 кГц за рівнем – 3 дБ, а максимальний струм через резистор – від 5 мА, що повністю відповідає параметрам реографічного каналу.

На рис. 3 наведена структурна схема цифрового потенціометра AD5204 BN10 фірми Analog Devices [8]. Пристрій містить чотири канали кодокерованих потенціометрів, кожен з яких має три виводи: А, В та повзунк W. Поточне значення опору кожного із резисторів визначається вмістом керуючого 8-бітного регістра RDAC згідно з рівнянням

$$R_{WB}(D) = \frac{D}{256} \cdot R_{AB} + R_W,$$

де $R_{AB} = 10$ кОм – номінальний опір; D – код в керуючому регістрі RDAC; R_W – залишковий опір повзунка W (типове значення 45-50 Ом).

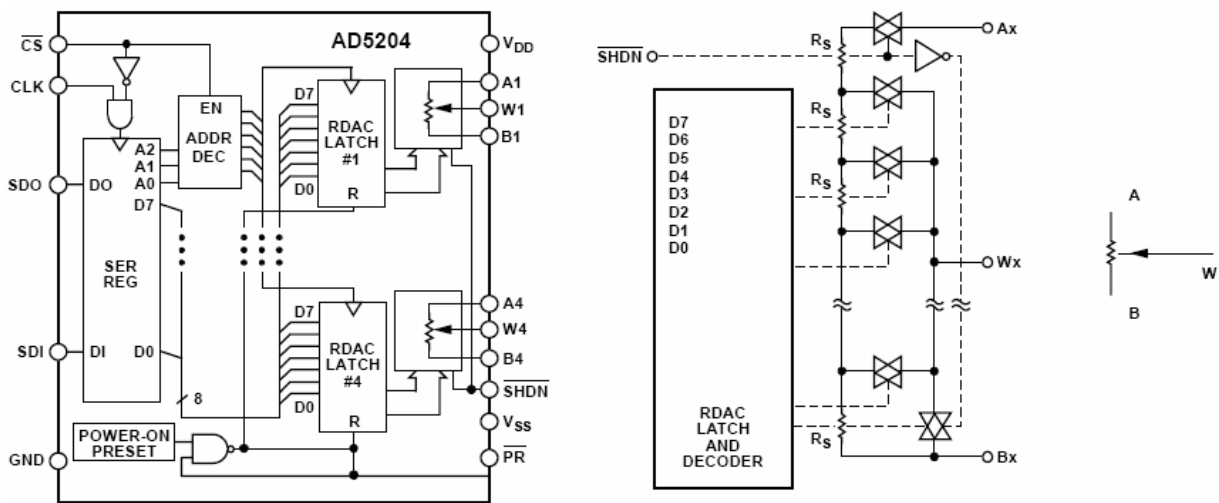


Рис. 3. Структурна мікросхеми ЦП та схема увімкнення у режимі реостата

При використанні цифрових потенціометрів у реографах основною проблемою є компенсація базових опорів, менших за залишковий опір повзунка R_W . Для вирішення цієї проблеми у вимірвальну схему вводять додаткові різницеві підсилювачі на ОП₅ і ОП₆, як показано на рис. 4.

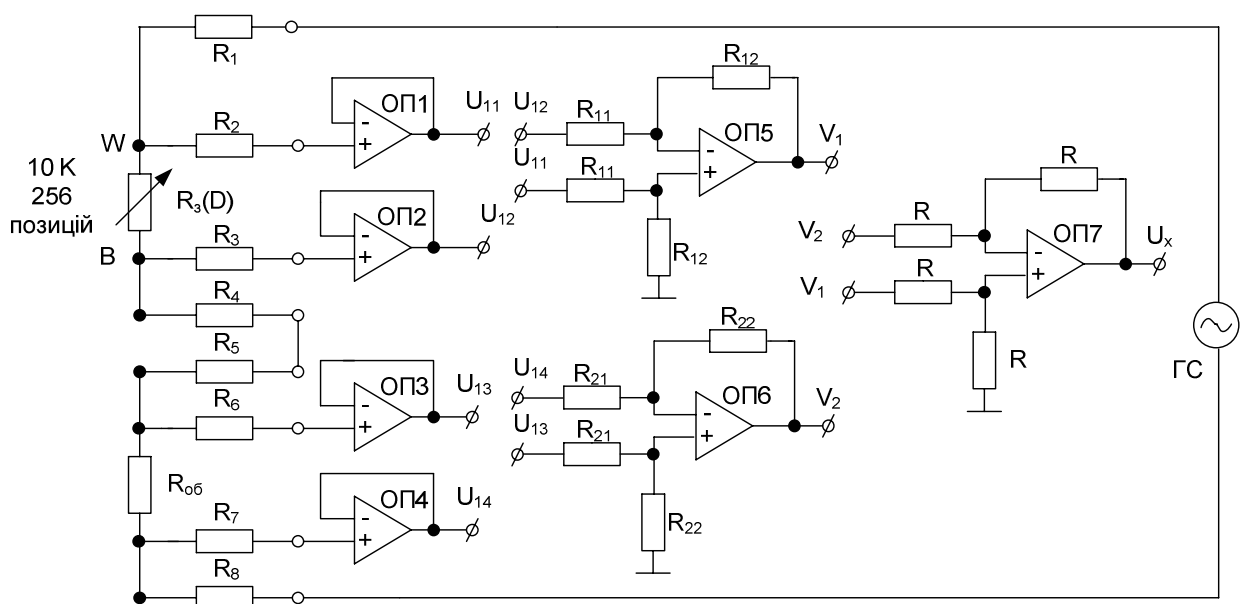


Рис. 4. Схема зменшення впливу залишкового опору повзунка W на компенсацію базового опору

Для цієї схеми функція перетворення має вигляд

$$U_X = \left[R_3 \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}} - R_{o\delta} \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \right] \cdot I_\Gamma = \left[\left(\frac{D \cdot R_{AB}}{256} + R_W \right) \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}} - R_{o\delta} \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \right] \cdot I_\Gamma. \quad (1)$$

Якщо прийняти, що $\frac{R_{22}}{R_{21}} = K \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}}$, то вираз (1) набуде вигляду

$$U_X = \left[\frac{D \cdot R_{AB}}{256 \cdot K} + \frac{R_W}{K} - R_{o\delta} \right] \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \cdot I_\Gamma. \quad (2)$$

Отже, вплив залишкового опору повзунка зменшено в K разів. Якщо прийняти, що $K = 10$, то залишковий опір буде приблизно 4,5–5 Ом. Щоб забезпечити діапазон вимірювання базового опору в межах до 1000 Ом, номінальний опір цифрового резистора повинен становити $R_{AB} = 1000 \cdot K = 10$ кОм, тобто відбувається масштабування опору цифрового резистора в $1/K$ разів.

Процедура компенсації базового опору у вимірювальній схемі відбувається так. Перед початком реєстрації МК записує в цифровий резистор певний код D_0 . Після накладання електродів на тіло здійснюється аналогово-цифрове перетворення сигналу розбалансу U_X . Далі відповідно до рівняння (2) при відомому D_0 здійснюється розрахунок $R_{o\delta}$. Знаючи $R_{o\delta}$, з рівняння (2) можна знайти відповідний код D , який потрібно записати в цифровий резистор, щоб компенсувати базову складову.

Проте описана процедура стосується ідеалізованої вимірювальної схеми, коли не враховано похибки перетворення, зумовлені нерівністю опорів резисторів у колах зворотного зв'язку ОП, параметрами ОП, нестабільністю параметрів зразкового елементу, похибкою аналого-цифрового перетворення. Тому обчислене значення D можна розглядати лише як грубе наближення до $R_{o\delta}$, яке надалі потрібно уточнити.

Уточнення покажемо на конкретному прикладі за таких даних: $R_{o\delta} = 550$ Ом, амплітуда зондувального струму $I_0 = 0,5$ мА, $R_{11} = R_{22} = 100$ кОм, $R_{12} = 40$ кОм, $R_{21} = 25$ кОм, $R = 50$ кОм, операційні підсилювачі ОП₁-ОП₇ – AD822, цифровий резистор – AD5204BN10 з $R_{AB} = 10$ кОм на 256 положень, початковий код цифрового резистора $D_0 = 254$.

Для управління цифровим резистором та аналого-цифрового перетворення використано мікроконтролер ATmega16 фірми Atmel, що має вбудований 10-розрядний АЦП. Програмне забезпечення для МК написано мовою C в середовищі CodeVisionAVR [8].

У загальному випадку напругу U_X можна описати виразом

$$U_X = V_1 - V_2 = R_0(D) \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}} \cdot I_\Gamma - R_{o\delta} \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \cdot I_\Gamma. \quad (3)$$

За умови повної компенсації, тобто коли $V_1 = V_2$, справедливо

$$R_0(D) \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}} = R_{o\delta} \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \Rightarrow R_{o\delta} = R_0(D) \cdot \frac{R_{21} \cdot R_{12}}{R_{22} \cdot R_{11}} = \left[R_W + \frac{D}{256} R_{AB} \right] \cdot \frac{R_{21} \cdot R_{12}}{R_{22} \cdot R_{11}}. \quad (4)$$

Напруга розбалансу та результат оцифрування N_{ADC} вбудованого в МК ATmega16 аналого-цифрового перетворювача пов'язані залежністю

$$U_X = \frac{N_{ADC} \cdot V_{REF}}{1024}, \quad (5)$$

де V_{REF} – опорна напруга АЦП становить 5 В.

Тоді на початку реєстрації

$$U_X = R_0(D_0) \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}} \cdot I_\Gamma - R_{o\delta} \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \cdot I_\Gamma = \frac{N_{ADC} \cdot V_{REF}}{1024}. \quad (6)$$

Підставивши в (6) початкове значення $D_0 = 254$

$$\left[R_W + \frac{254}{256} R_{AB} \right] \cdot \frac{R_{12}}{R_{11}} \cdot I_\Gamma - R_{o\delta} \cdot \frac{R_{22}}{R_{21}} \cdot I_\Gamma = \frac{N_{ADC} \cdot V_{REF}}{1024},$$

можна визначити грубе значення R_{o6}

$$R_{o6} = \left[R_W + \frac{254}{256} R_{AB} \right] \cdot \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22}} - \frac{N_{ADC} \cdot V_{REF} \cdot R_{21}}{1024 \cdot I_{\Gamma} \cdot R_{22}}. \quad (7)$$

Із рівнянь (4) і (7) можна визначити код D , за якого забезпечується компенсація R_{o6}

$$\left[R_W + \frac{D}{256} R_{AB} \right] \cdot \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22}} = \left[R_W + \frac{254}{256} R_{AB} \right] \cdot \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{R_{11} \cdot R_{22}} - \frac{N_{ADC} \cdot V_{REF} \cdot R_{21}}{1024 \cdot I_{\Gamma} \cdot R_{22}}. \quad (8)$$

Після перетворень та підстановки числових даних одержуємо

$$D = 254 - \frac{256 \cdot N_{ADC} \cdot V_{REF} \cdot R_{11}}{1024 \cdot I_{\Gamma} \cdot R_{12} \cdot R_{AB}} = 254 - \frac{5 \cdot N_{ADC}}{8}. \quad (9)$$

Після аналого-цифрового перетворення, обчислення в МК за виразом (9) значення D та запису у регістр цифрового потенціометра починається ітеративна процедура уточнення значення R_3 за алгоритмом (рис. 5).

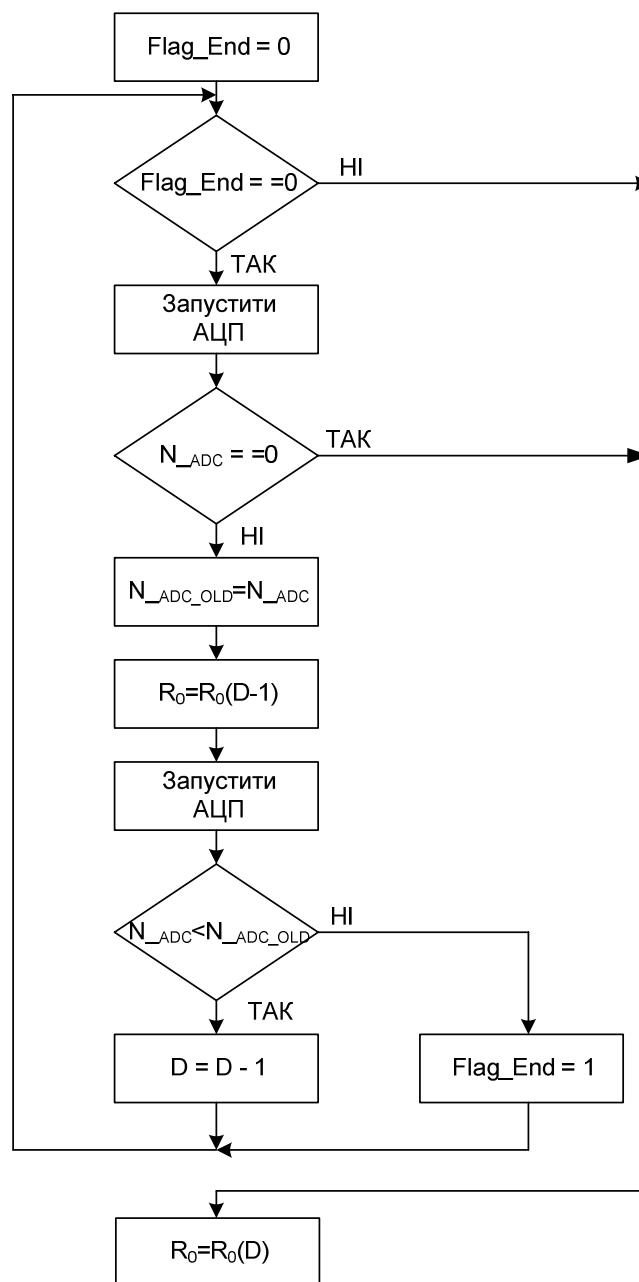


Рис. 5. Блок-схема алгоритму уточнення базового опору

Рис. 6 ілюструє ітеративне зрівноваження базового опору у вимірювальній схемі. Дискретність зміни опору становить приблизно 4 Ом, що забезпечує компенсацію базової складової з точністю до ± 2 Ом.

Як видно із рис. 6, перехідні процеси в схемі закінчуються менше ніж за 0,1 мс, тоді як період дискретизації реограми становить 1–4 мс. Це означає, що існує можливість компенсації базового опору не лише на початку реєстрації, але і на кожному кроці дискретизації, тобто забезпечується оперативна компенсація дрейфу базового опору, зумовленого впливом дихальної завади чи зміщенням електродів.

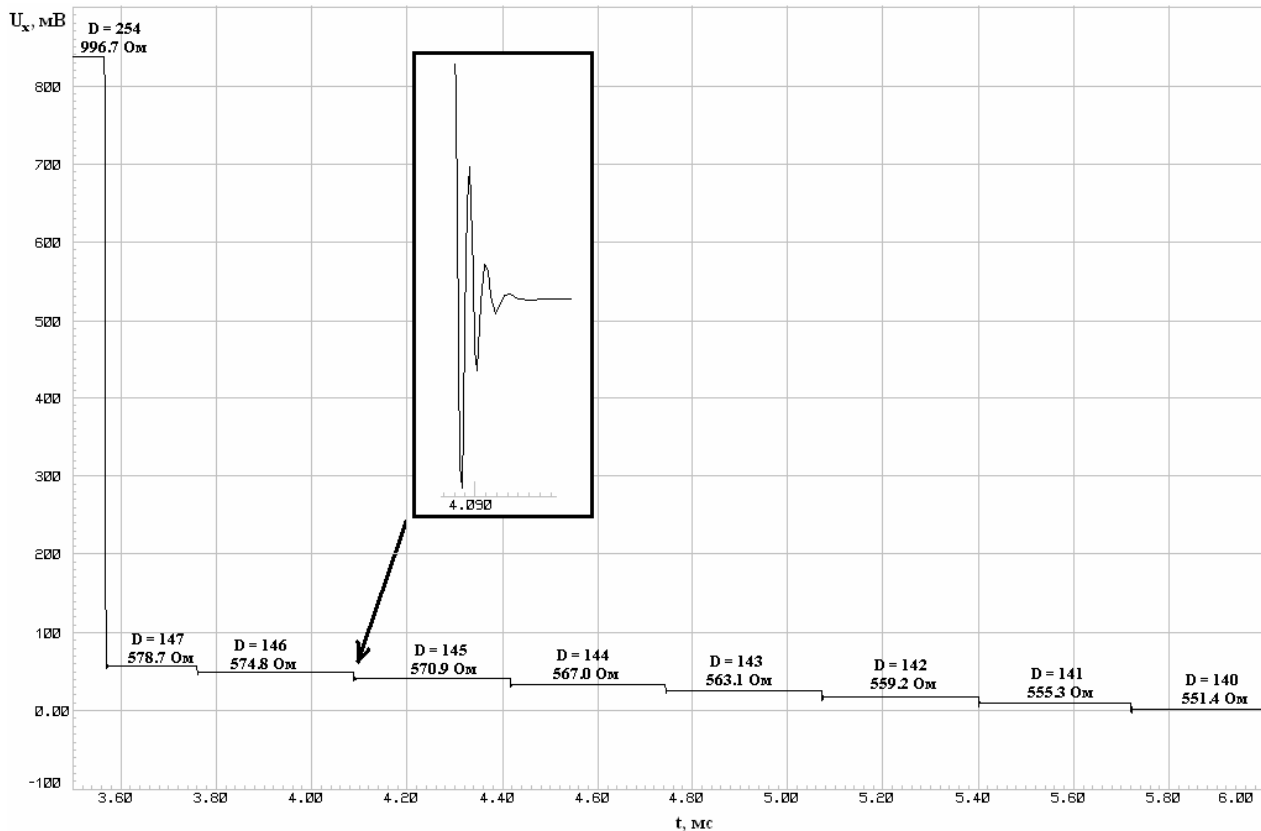


Рис. 6. Часова діаграма компенсації базового опору при $R_{об} = 550$ Ом

3. Формування зондувального сигналу в реоканалі. Формування синусоїдального сигналу в реоканалах доцільно здійснювати спеціалізованими мікросхемами, що працюють на засадах прямого цифрового синтезу (Direct Digital Synthesis – DDS). Амплітуда, частота та фаза сигналу, який формується на виході синтезатора DDS, можуть бути запрограмовані в будь-який момент часу з високою роздільною здатністю. Точність і стабільність частоти таких синтезаторів визначається властивостями кварцових резонаторів, для яких типові значення точності та температурної стабільності становлять 20 ppm та 10 ppm/°C відповідно.

Сучасні синтезатори DDS будують за структурною схемою, зображеною на рис. 7.

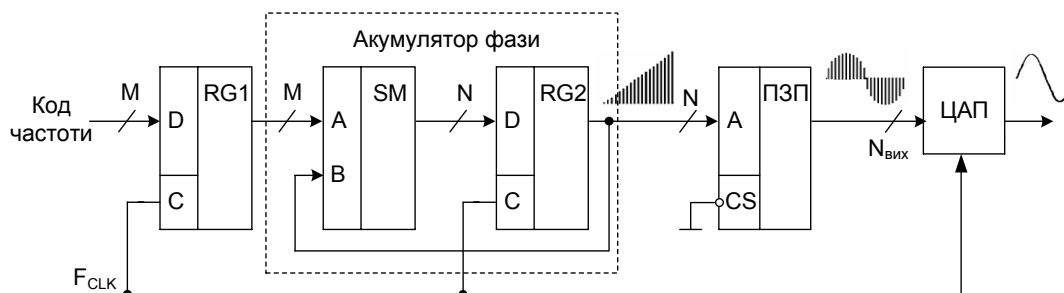


Рис. 7. Структурна схема синтезатора DDS

На кожному такті роботи синтезатора в регістр RG2 записується сума кодів: попереднього, сформованого на його виході, і коду частоти M , який подається на вхід RG1. Код N на виході регістра RG2 лінійно наростає в часі. Крок приросту коду залежить від значення постійного доданка – коду частоти. Вихідний код N акумулятора фази являє собою код миттєвої фази вихідного сигналу. Чим швидше змінюється фаза в часі, тим вищою є частота генерованого сигналу. Тому значення приросту фази фактично є кодом вихідної частоти [9].

Частота f_{OUT} та початкова фаза φ_{OUT} сигналу на виході синтезатора визначаються виразами

$$f_{OUT} = \frac{M \cdot F_{CLK}}{2^n}, \quad \varphi_{OUT} = \frac{2\pi}{2^k} \cdot L,$$

де M – код регістра частот; F_{CLK} – тактова частота; n – розрядність акумулятора фази; L – код регістра початкової фази; k – розрядність регістра початкової фази.

Кроки переналаштування частоти та фази для синтезаторів DDS дорівнюють:

$$\Delta f_{OUT} = \frac{F_{CLK}}{2^n}, \quad \Delta \varphi_{OUT} = \frac{2\pi}{2^k}.$$

Акумулятор фази працює з періодичними переповненнями, які відповідають періоду синусоїдальної функції. Акумулятори фази існуючих синтезаторів DDS мають розрядність 28, 32 або 48 бітів. Сформований в акумуляторі фази код надходить на перетворювач фази в амплітуду табличного типу. Перетворювач фази в амплітуду табличного типу (звичайний ПЗП) перетворює вихідний код суматора фаз з попередньо відкинутими молодшими розрядами на код амплітуди синусоїдального сигналу. Цей код надходить на вхід ЦАП, що формує неперервний аналоговий сигнал. Точність подання коефіцієнтів (розрядність записаних чисел) у ПЗП визначає кількість рівнів апроксимації синусоїди, а отже, коефіцієнт гармонік вихідного сигналу.

Аналіз технічних характеристик показав, що синтезатор AD9833 фірми Analog Devices повністю задовольняє вимоги до генераторів у реографічній апаратурі. Структурна схема синтезатора DDS AD9833 наведена на рис. 8.

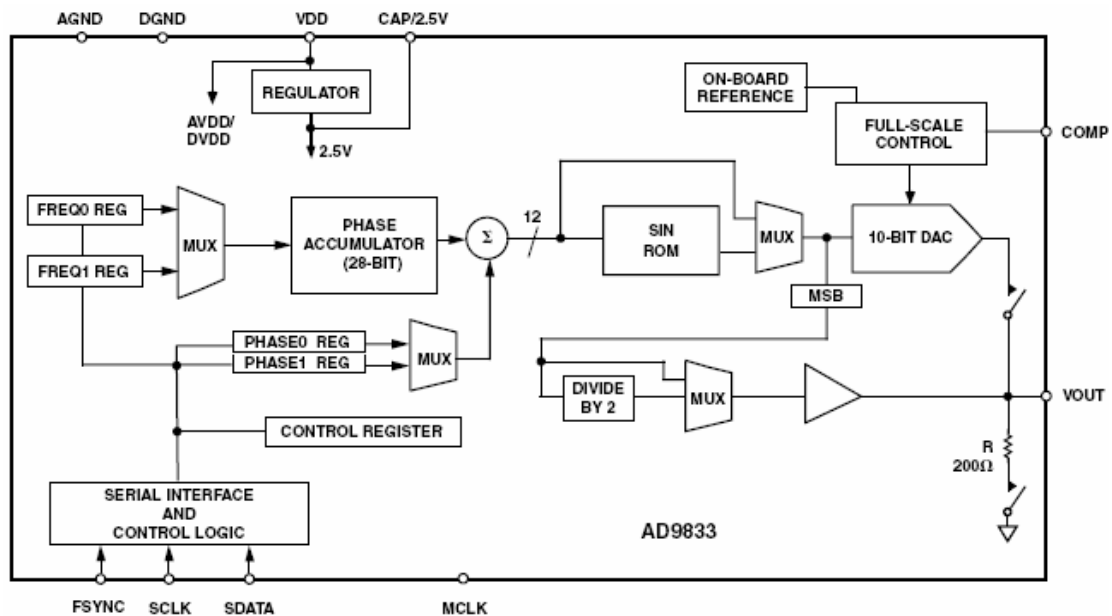


Рис. 8. Структурна схема синтезатора ПЦС AD9833

Діапазон зміни вихідної частоти AD9833 становить від 0 до $F_{CLK} / 2$ за максимальної тактової частоти 25 МГц. Синтезатор містить 28-бітний акумулятор фази, два 28-бітні регістри задання частоти FREQ0 -FREQ1, два 12-бітні регістри задання початкової фази PHASE0-PHASE1 та 10 бітний ЦАП [10].

За тактової частоти мікроконтролера ATmega16 7,3728 МГц, крок переналаштування за частотою і фазою становить:

$$\Delta f_{OUT} = \frac{F_{CLK}}{2^{28}} = 0,027 \text{ Гц}, \quad \Delta \varphi_{OUT} = \frac{2\pi}{2^{12}} = 0,001 \text{ рад.}$$

Максимальний коефіцієнт гармонік вихідного синусоїдального сигналу синтезатора AD9833 становить 0,1 %, типовий 0,05 %. Мала споживана потужність (до 20 мВт), наявність режимів пониженого енергоспоживання і мініатюрний 10-вивідний корпус уможливають застосування синтезатора AD9833 у портативних пристроях із батарейним живленням.

Мікросхема з'єднується з МК виводами FSYNC, SCLK, SDATA. Запис даних у реєстри синтезатора здійснюється при FSYNC=0. Синхроімпульси подаються на вивід SCLK, дані з виводу SDATA записуються в синтезатор за спадним фронтом синхроімпульсів SCLK.

Можливість програмно задавати фазу синтезованого сигналу має важливе значення при побудові вимірювальних каналів реографа. Якщо використати два DDS-синтезатори, які працюють на одній тактовій частоті та при цьому управляти фазовими зсувами кожного з синтезаторів, можна отримати на виході два квадратурні гармонічні коливання. Це особливо важливо при реографічних дослідженнях симетричних органів та ділянок тіла, коли для коректного зіставлення отриманих результатів потрібно виконувати дослідження на одній і тій самій частоті. При цьому виникають спотворення внаслідок взаємовпливів каналів. Синхронне детектування квадратурних сигналів дає змогу усунути взаємовплив каналів навіть за однієї частоти вимірювальних каналів, що паралельно працюють.

Схема увімкнення та алгоритм програмування двох синтезаторів AD9833 на роботу з частотою 100 кГц і зсувом фази на 90 град наведені на рис. 9.

Після подавання живлення мікросхеми перебувають в стані RESET. За допомогою сигналів FSYNC1 та FSYNC2 МК здійснює запис у реєстри частот та фази мікросхем відповідних значень. Після цього здійснюється одночасний запис в керуючий реєстр обох синтезаторів AD9833 кодових слів, що виводить їх зі стану RESET, встановлює робочі реєстри частоти та фази і вмикає режим формування синусоїди.

У пам'яті МК також можна зберігати значення частот, оптимальних для виконання реографічної діагностики за тією чи іншою методикою (грудна реографія, реовазографія, реоенцефалографія тощо). Крім того, можна вручну змінювати частоту кожного каналу, досягаючи максимальної якості сигналу.

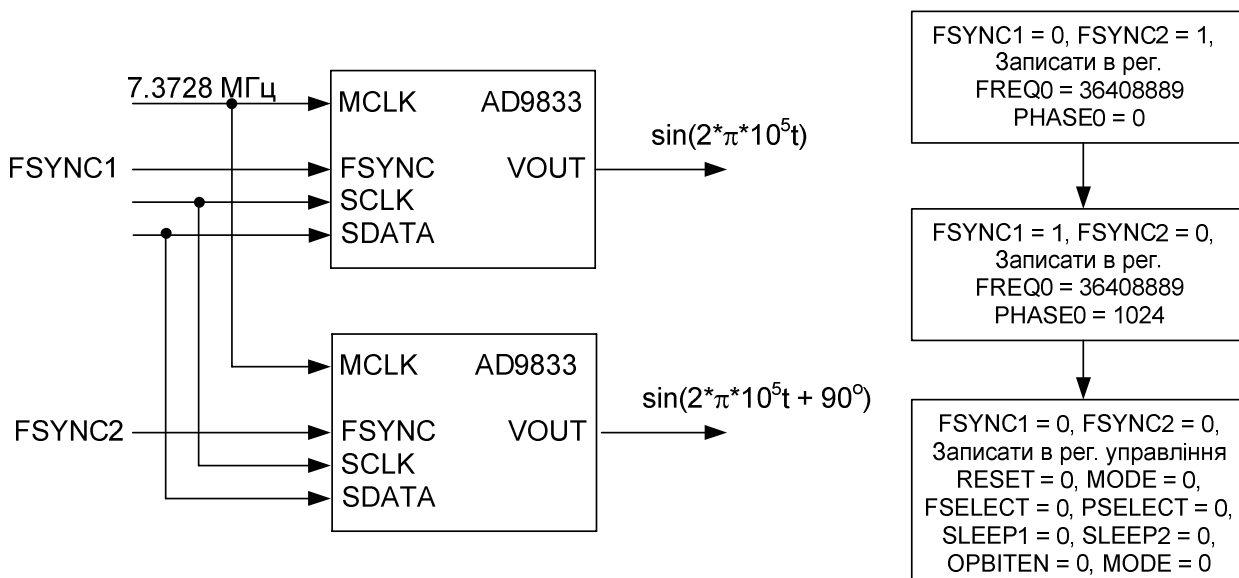


Рис. 9. Увімкнення та налаштування синтезаторів DDS на формування квадратурних сигналів

Основними перевагами використання DDS-синтезаторів у реографах є:

- програмне задання частоти і фази з високою роздільною здатністю та малим коефіцієнтом гармонік підвищує якість реєстрації реосигналу та достовірність одержаних результатів;
- параметри таких синтезаторів є стабільними в часі та при коливаннях температури;
- малі габарити, відсутність додаткових елементів, низька споживана потужність, наявність режимів пониженого енергоспоживання, невисока ціна робить їх перспективним для використання в портативній реоапаратурі.

4. Висновки. З використанням цифрових резисторів у вимірювальних колах реографів вдається усунути проблеми, пов'язані з використанням фільтрів верхніх частот та покращити якість реєстрації реосигналу. Використання мікросхем синтезаторів DDS дає змогу вибирати частоти зондувальних струмів реоканалів залежно від цілей і області клінічного застосування. Як за технічними характеристиками, так і за економічними показниками мікросхеми цифрових потенціометрів та синтезаторів DDS задовольняють вимоги, які ставляться до вузлів реографічної апаратури.

1. *Импедансная реоплетизмография / М.И. Гуревич, А.И. Соловьев, Л.П. Литовченко, Л.Б. Доломан. – К.: Наукова думка, 1982. – 176 с.* 2. *Зубенко В.Г., Морозов А.А., Морозов Д.Ю., Щукин С.И. Результаты проектирования аппаратно-программного комплекса для дистанционного мониторинга параметров центральной гемодинамики // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2002. – № 9. – С. 53–57.* 3. *Корневский Н.А., Попечителей Е.П., Филист С.А. Проектирование электронной медицинской аппаратуры для диагностики и лечебных воздействий: Монография. – Курск, Курская городская типография, 1999. – 537 с.* 4. *Ронкин М.А., Шалыгин В.С., Пироженко А.В., Максименко И.М., Горбачева В.Г., Щербакова В.Д., Васильева Л.И. Компьютерная реография // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2002. – № 8. – С. 17–28.* 5. *Зубенко В.Г., Морозов А.А., Морозов Д.Ю., Щукин С.И. Основные аспекты разработки реокардиомониторной системы для дистанционного анализа параметров центральной гемодинамики // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2001. – № 9. – С. 4–10.* 6. *Морозов А.А., Светашев М.Г. Технические аспекты создания реокардиомониторных систем. Новые информационные технологии в медицине и экологии.: Тез. докл. III Межд. конф. – Украина, Ялта–Гурзуф, 4–13 мая 1997. – С. 88–89.* 7. *Хасцаев Б.Д. Линейные инвариантные преобразователи импеданса на основе операционных усилителей для дифференциальных измерений // Мед. техника. – 1998. – № 5. – С. 41–43.* 8. *Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2007. – 592 с.* 9. *Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // Электронные компоненты и системы. – 2004. – № 1. – С. 3–7.* 10. *Low Power AD9833/9834 DDS Applications Guide. – Analog Devices, 2003.*