

УДК 681.586.773

Ф.Ф. КОЛПАКОВ¹, С.К. ПИДЧЕНКО², А.А. ТАРАНЧУК², А.Е. ОПОЛЬСКАЯ²¹ *Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина*² *Хмельницкий национальный университет, Украина*

ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫЕ МЕХАНОТРОНЫ В ИЗМЕРЕНИЯХ ПАРАМЕТРОВ СЕРДЕЧНО – СОСУДИСТОЙ СИСТЕМЫ ЧЕЛОВЕКА

Изложены вопросы теории, проектирования и применения в высокоинформативных медицинских диагностических системах пьезорезонатора с модулированным под действием механической силы межэлектродным зазором и подвижным электродом в виде мембраны, названного пьезорезонансным механотроном (ПРМТ). Его практически достигнутая разрешающая способность измерения давления составляет (0,03...0,05) мм рт. ст. и значительно превышает характеристики лучших серийных полупроводниковых приборов. Показано применение ПРМТ и методов преобразования его сигнала в практически реализованных системах измерения параметров гемодинамики человека.

Ключевые слова: пьезорезонансный механотрон, сенсор, гемодинамика, сфигмография, слепая идентификация.

Введение

Конгресс Европейского общества гипертензии (ESH) (Милан, 2007) констатировал дальнейший рост уровня сердечно-сосудистых заболеваний и необходимость повышения достоверности их диагностики путём увеличения числа применяемых характеристик (маркеров) артериального давления. В «Объединённом руководстве по лечению артериальной гипертензии» было установлено требование измерения помимо периферических показателей артериального давления (систолического, диастолического и частоты сердечных сокращений, рутинно измеряемых стандартными тонометрами) показателей центрального аортального давления (ЦАД), т.е. показателей, измеряемых вблизи сердца на уровне аорты [1]. Это поставило перед разработчиками оборудования целый ряд задач, главной из которых является повышение точности воспроизведения формы пульсовой волны.

В течение последних 20 лет авторы в сотрудничестве с представителями промышленности развивают теорию и технику использования прецизионной кварцевой радиоэлектроники в современных и перспективных системах диагностики артериального давления. Созданные за это время сенсоры с частотным выходом [2 – 6], решённые вопросы теории их работы [7 – 11], преобразований их сигналов [12 – 13] и проектирования [14 – 16] позволили создать измерительные каналы и системы диагностики сердечно-сосудистой системы, не уступающие лучшим зарубежным аналогам по функциональным и метрологическим характеристикам.

Данная работа кратко обобщает результаты развития данного направления.

1. Методы измерения параметров гемодинамики человека и особенности их реализации

Как и традиционные тонометры, создаваемые для измерения параметров ЦАД приборы должны использовать косвенный (неинвазивный) метод регистрации сигнала мгновенного значения артериального давления (пульсовой волны) с помощью измерительных преобразователей, установленных над поверхностью сонной, плечевой или бедренной артерий. Приёмниками пульсовой волны являются окклюзионные манжеты либо воронки. Величина амплитуды этой волны не превышает (0,3...7) мм рт. ст. [17], поэтому для достоверного воспроизведения пульсовых колебаний требуются сенсоры с высокой разрешающей способностью. В то же время, серийный сенсор медицинского применения МРХ 5010 с диапазоном (0...10) кПа, т.е. (0...75) мм рт.ст., и чувствительностью $S = 450$ мВ/кПа для давления пульсовой волны $P = 5$ мм рт.ст. обеспечивает разрешающую способность $\tau = 0,125$ мм рт. ст.) [18], что явно недостаточно.

Традиционным методом измерения параметров гемодинамики по пульсовой волне является *метод сфигмометрии* (контурный или спектральный анализ пульсового колебания), в котором обычно определяют временные и амплитудные параметры характеристических точек этого сигнала [19]. В 1993 – 1994 г.г. авторами совместно с концерном ОАО «Родон» (г. Ивано-Франковск) на базе ПРМТ, запатентованного позже [3], а также способа преобразования его сигнала [13] впервые был создан промышленный образец тонометра «Станіслав – ТОН

01», который благодаря «избыточной» для задачи тонометрии разрешающей способности и специальному программному обеспечению решал и задачи сфигмометрии (тонометр – сфигмометр).

Необходимость измерения параметров ЦАД привела к созданию *метода отражённой пульсовой волны* [20], в котором плечевой манжетой регистрируется суммарный сигнал прямой и отражённой от бифуркации брюшной аорты волн давления (рис. 1).

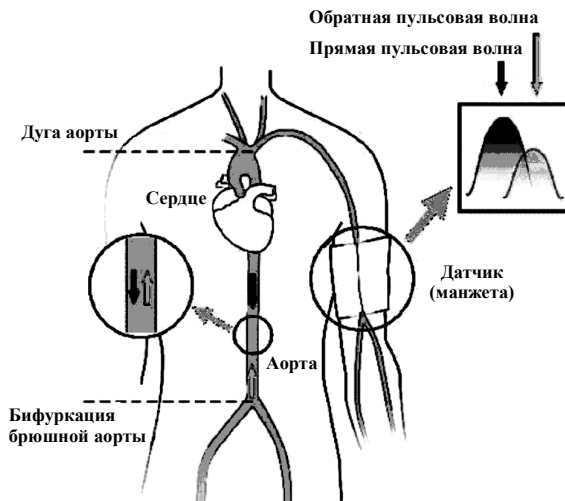


Рис. 1. Образование суммарной пульсовой волны в плечевой артерии [20]

Этот метод, по существу, развивает базовый, путём повышения разрешающей способности воспроизведения пульсовой волны упомянутым тонометром – сфигмометром. Параметры ЦАД рассчитываются по амплитудно-временным координатам характеристических точек пульсовой волны. Общее число измеряемых параметров – 11 [21].

В настоящий момент всё больший интерес привлекает *метод слепой идентификации аортальной пульсовой волны* по непосредственно наблюдаемым периферическим пульсовым сигналам, снимаемым сенсорами сонной, плечевой и бедренной артерий [22]. Этот метод по существу решает обратную задачу измерительной техники и, в силу её некорректности, требует высокой достоверности представления периферических сигналов.

2. Электрическая модель пьезорезонансного механотрона

ПРМТ относится к измерительным преобразователям с управлением его резонансной частотой путем изменения величины зазора между электродами возбуждения пьезоэлемента (ПЭ) (как правило, кварцевого). Конструктивное объединение таких преобразователей с элементами, трансформирую-

щими внешнее воздействие различной физической природы в перемещение, дает возможность синтезировать датчики давления, усилия, ускорения и т.д., т.е. ПРМТ обладают широкой универсальностью.

В ПРМТ используется изменение под действием физической величины (перемещение и приводимые к нему физические величины) параметров колебательной системы. Его конструктивная схема представлена на рис. 2, где x_0 – начальный зазор, x_m – величина хода подвижного электрода (мембраны), $x = x_0 - x_m$ – текущая величина модулируемого межэлектродного зазора (ММЗ).

Эквивалентная электрическая схема измерительного преобразователя с ММЗ (ИПММЗ) представлена на рис. 3. На схеме приняты следующие обозначения: L_1, R_1, C_1 – динамические эквивалентные параметры ПЭ на основной моде толщино-сдвиговых колебаний; $C_{пз}$ – статическая емкость ПЭ; $C_1/C_{пз} = m$ – емкостное отношение (для кварца АТ-среза $m = (4...7) \cdot 10^{-3}$); $C_0 = C_m + C_{пар}$ – паразитные емкости, включая емкость монтажа.

Весьма важным является то обстоятельство, что паразитная емкость включена через малую емкость зазора и поэтому оказывает малое влияние на резонансную частоту колебательной системы.

ПРМТ по своей электрической эквивалентной схеме сходен с любым емкостно-управляемым

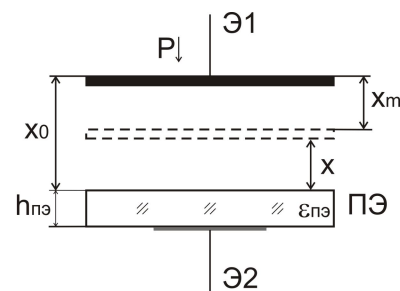


Рис. 2. Конструктивная схема ПРМТ

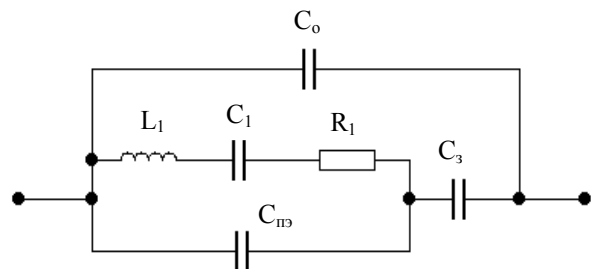


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема ИПММЗ

кварцевым резонатором (КР). Однако использование модулированного зазора, т.е. включение измерительного конденсатора внутрь конструкции, дает возможность существенно повысить емкостное отношение, а, следовательно, и диапазон перестройки такой колебательной системы. Например, на частоте 10 МГц при модуляции зазора можно получить девиацию частоты (25...30) кГц.

Определим характеристики ПРМТ. Полное эквивалентное сопротивление схемы записывается в виде

$$Z = \frac{R_1 k_1 + j\omega L_1 k_2 - \frac{j}{\omega} k_4}{j\omega C_0} \times \frac{1}{R_1 (1 + C_1 \dot{y} k_3) + j\omega L_1 (1 + C_1 \dot{y} k_3) + j \left(\frac{C_1 \dot{y}}{C_0 C_1} + \frac{k_5}{\omega} \right)}, \quad (1)$$

где $k_1 = 1 - \frac{C_{пз}}{C_3}$; $k_2 = 1 + \frac{C_{пз}}{C_3}$; $k_3 = \frac{1}{C_3} - \frac{1}{C_0}$;
 $k_4 = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3} + \frac{C_{пз}}{C_3}$; $k_5 = \frac{1}{C_0} - \frac{1}{C_3} - \frac{1}{C_1} - \frac{C_{пз}}{C_3 C_1}$.

В условиях резонанса $I_m(Z) = 0$, тогда получим

$$n_4 \omega^4 + n_2 \omega^2 + n_0 = 0, \quad (2)$$

где $n_4 = L_1 C_0$, $n_2 = \frac{C_{пз} R_1^2 (C_0 - C_3)}{L_1 (C_3 + C_1)}$, $n_0 = \frac{C_0}{C_1 L_1 C_3}$.

Решение уравнения (2) относительно ω^2 будет иметь вид

$$\omega_{r,a}^2 = \frac{C_{пз} R_1^2 (C_0 - C_3)}{2 C_0 L_1 (C_1 + C_3)} \pm \frac{1}{2 L_1 C_0} \sqrt{\left(\frac{C_{пз} R_1^2 (C_0 - C_3)}{L_1 (C_3 + C_1)} \right)^2 - \frac{4 C_0^2}{C_1 C_3}}. \quad (3)$$

Для типовых значений параметров КР: $R_1 = 10$ Ом, $C_1 = 22$ пФ, $L_1 = 11,5$ мкГн, $C_0 = (1...10)$ пФ, $C_{пз} = (2...3)$ пФ, $C_3 = (0,1...1)$ пФ, на основе (3) построена характеристика управления ПРМТ, представленная на рис. 4.

Очевидно, что ее можно условно разбить на два участка. Первый, **ОА** – это область с большими девиациями и нелинейностью. Второй, **АВ** – линейная область кривой, для которой характерны относительно малые изменения частоты. Это позволяет говорить о двух режимах работы ПРМТ: “нелинейном” и “линейном”. Работа в “нелинейном” режиме позволяет достигать максимально возможной разрешающей способности, в “линейном” – макси-

мальной линейности модуляционной характеристики при демодуляции измерительного сигнала линейным частотным детектором.

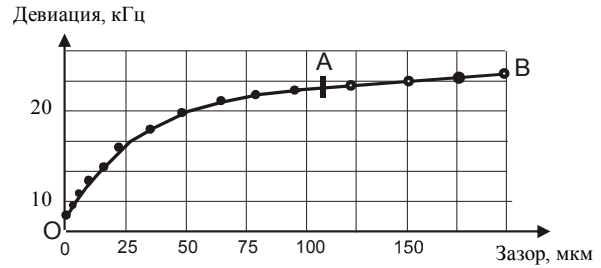


Рис. 4. Градуировочная характеристика ПРМТ по зазору

При использовании ПЭ в ПРМТ давления целесообразно использование нелинейного режима (рис. 6), обеспечивающего максимальную чувствительность ПРМТ, но требующего линеаризации градуировочной характеристики.

В отличие от ПРМТ, возможно использование внешнего емкостного управления частотой (ВЕУ), при котором в качестве сенсора используется емкостной чувствительный элемент, играющий роль C_3 . Сравнение этих двух типов управлений (рис. 5) показывает многократный выигрыш ПРМТ по крутизне преобразования и предпочтительность его использования.

Вместе с тем, в ряде приборов невысокой точности, для их удешевления, может использоваться и ВЕУ.

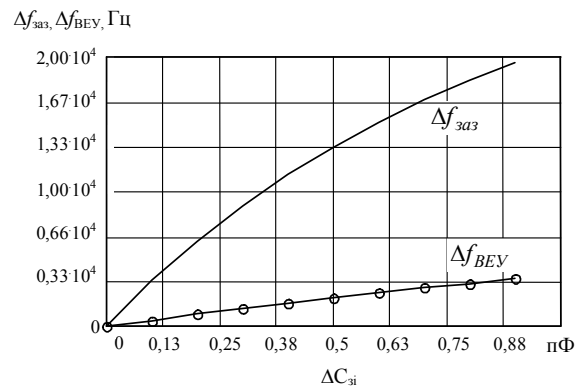


Рис. 5. Сравнение абсолютных расстройк ВЕУ и ПРМТ

3. Элементы проектирования ПРМТ. Дробно-линейная аппроксимация градуировочной характеристики

Записав (3) в терминах градуировочной характеристики, получим выражение для резонансной частоты ПРМТ

$$f(x) = f_0 \sqrt{1 + \frac{m}{1 + \frac{h_{пз}}{\epsilon_{пз} x}}} \approx f_0 \left[1 + \frac{0,5m}{1 + \frac{h_{пз}}{\epsilon_{пз} x}} \right], \quad (4)$$

где f_0 – номинальная частота колебательной системы при $x = 0$;

m – емкостное соотношение;

$h_{пз}$ – частотоопределяющий размер ПЭ (толщина);

$\epsilon_{пз}$ – диэлектрическая проницаемость материала ПЭ;

x – величина текущего зазора.

Введем параметр ПЭ $a = \frac{h_{пз}}{\epsilon_{пз}} = \frac{N}{f_0 \epsilon_{пз}}$, где N – частотный коэффициент (для АТ среза $N = 1661$ кГц·мм). Из (4) найдем относительную частотную девиацию измерительного преобразователя:

$$\delta_F(x) = \frac{f(x) - f_0}{f_0} = \frac{0,5mx}{x + a}. \quad (5)$$

Учитывая, что $x = x_0 - x_i$, (5) можно записать в виде

$$\delta_F(x_m) = \frac{0,5m(x_0 - x_m)}{(x_0 + a) - x_m}. \quad (6)$$

Дробно-линейная функция (6) имеет вид:

$$\delta_F(x_m) = \frac{a_1(1 + a_2x_m) - a_2(a_0 + a_1x_m)}{(1 + a_2x_m)^2} = \frac{a_0 + a_1x_m}{1 + a_2x_m}, \quad (7)$$

где a_0, a_1, a_2 – коэффициенты аппроксимации нормированной градуировочной характеристики:

$$a_0 = \frac{0,5mx_0}{x_0 + a}; \quad a_1 = -\frac{0,5m}{x_0 + a}; \quad a_2 = -\frac{1}{x_0 + a}. \quad (8)$$

Рассмотрим ПРМТ с параметрами, характерными для преобразователя давления. Пусть $x_0 = 0,1$ мм, $m = 6,29 \cdot 10^{-3}$, $a = 0,03691$ мм, $x_i \in [0...0,06]$ мм. Подставив исходные данные в (8), находим коэффициенты аппроксимации нормированной градуировочной характеристики: $a_0 = 2,297 \cdot 10^{-3}$, $a_1 = -2,297 \cdot 10^{-2}$ 1/мм, $a_2 = -7,304$ 1/мм. Откуда:

$$x_m = x_{m \max} = 0,06 \text{ мм}, \quad \delta_F(x_m) = 1,6357 \cdot 10^{-3};$$

$$x_m = \frac{x_{m \max}}{2} = 0,03 \text{ мм}, \quad \delta_F(x_m) = 2,059 \cdot 10^{-3};$$

$$x_m = x_{m \min} = 0 \text{ мм}, \quad \delta_F(x_m) = 22,97 \cdot 10^{-3}.$$

Полная перестройка выходной частоты ИП при

данных параметрах колебательной системы составила 22,97 кГц, а $\Delta f = 0$ соответствует собственной частоте кварцевой пластины и составляет $f_0 = 10$ МГц.

Для ПРМТ микроперемещений переменная $x \in [0, x_0]$ и нормированная градуировочная характеристика соответствует (5). В соответствии с этим

$$\delta_F(x) = \frac{a_0 + a_1x}{1 + a_2x}, \quad (9)$$

где $a_0 = 0$, $a_1 = 0,5 \frac{m}{a}$, $a_2 = \frac{1}{a}$.

Продифференцировав (9), получим крутизну S_F характеристики датчика:

$$S_F = \frac{a_1 - a_2a_0}{(1 + a_2x)^2}. \quad (10)$$

Запишем также выражение для измерения эквивалентного динамического сопротивления кварцевой колебательной системы $R_{\text{экр}}$ при вариации межэлектродного зазора:

$$\begin{aligned} R_{\text{экр}} &= R_0 \left(1 + \frac{C_0}{C_V} \right)^2 = R_0 \left(1 + \frac{x \epsilon_{пз}}{h_{пз}} \right)^2 = \\ &= R_0 \left(1 + \frac{x}{a} \right)^2, \end{aligned} \quad (11)$$

где R_0 – динамическое сопротивление КР при $x = 0$;

C_0 – статическая емкость КР;

C_V – емкость воздушного зазора.

Эти параметры являются необходимыми при проектировании ПРМТ, а аппроксимация для синтеза линейной градуировочной характеристики.

4. Учёт непараллельности электродов

Все приведенные выше соотношения получены в предположении, что электроды ПРМТ строго параллельны друг другу, однако это практически нереализуемо. Во-первых, крайне сложно обеспечить параллельность электродов при изготовлении датчика; во-вторых, к микронным перекосам может привести малейшее механическое напряжение, возникающее в конструкции под действием внешних факторов.

В связи со сказанным учетом непараллельность, определив емкость конденсатора с непараллельными плоскими электродами (рис. 6) с радиусом R неподвижного и $R' > R$ подвижного.

Площадь элемента шириной dx_2 равна

$$dS = AC dx_2 = 2\sqrt{R^2 - x_2^2} \cdot dx_2. \quad (12)$$

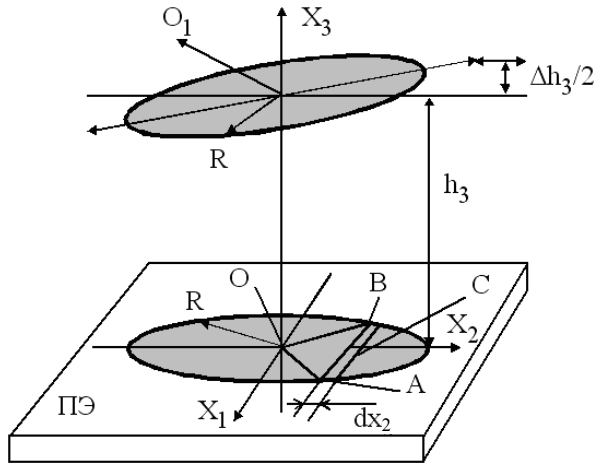


Рис. 6. Учет непараллельности ПЭ и плоского электрода

Расстояние до соответствующего элемента верхней обкладки составляет

$$x_3 = 0 + \frac{\Delta h_3}{2} \cdot \frac{x_2}{R} = h_3 + \frac{\Delta h_3}{2} + \frac{\Delta h_3}{2R} \cdot x_2. \quad (13)$$

Элементарная емкость между элементарными площадями

$$dC = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 2\sqrt{R^2 + x_2^2} \cdot dx_2}{(h_3 + \Delta h_3/2) + x_2 \cdot \frac{\Delta h_3}{2R}}, \quad (14)$$

откуда полная емкость конденсатора с непараллельными относительно оси x_2 электродами

$$C = \int_{-R}^R dC = 2\varepsilon \varepsilon_0 \int_{-R}^R \frac{\sqrt{R^2 + x_2^2} \cdot dx_2}{(h_3 + \frac{\Delta h_3}{2}) + x_2 \frac{\Delta h_3}{2R}}. \quad (15)$$

Осуществляя рационализацию подынтегрального выражения (15), перейдем от формы

$$\int_{-R}^R dC = S \int_{-R}^R \frac{\sqrt{Z} \cdot dx_2}{p + x_2}, \quad (16)$$

где $Z = a + bx_2^2$; $a = R^2$; $b = -1$; $p = \left(\frac{2}{\delta_h} + 1\right)R$;

$\delta_h = \frac{\Delta h_3}{h_3}$; $S = \frac{4\varepsilon \varepsilon_0 R}{\Delta h_3}$, к форме

$$\int_{-R}^R dC = S \left[b \int_{-R}^R \frac{x_2 dx_2}{\sqrt{Z}} + p \int_{-R}^R \frac{dx_2}{\sqrt{Z}} + (a + bp^2) \int_{-R}^R \frac{dx_2}{(x_2 + p)\sqrt{Z}} \right]. \quad (17)$$

Вычисляя рационализированные интегралы в (17) и осуществляя ряд преобразований, получим

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 \pi R^2}{h_3 \Phi_{\text{нп}}}, \quad (18)$$

где $\Phi_{\text{нп}} = 0,5 + 0,25\delta_{h3} + 0,5\sqrt{1 + \delta_{h3}}$, $\delta_{h3} = \frac{\Delta h_3}{h_3}$.

В терминах градуировочной характеристики КР ММЗ отношение

$$\frac{C_3}{C_0} = \frac{h_{\text{пз}}}{\Phi_{\text{нп}} \varepsilon_{\text{пз}} x} = \frac{a}{\Phi_{\text{нп}} x}, \quad (19)$$

откуда нормированная градуировочная характеристика измерительного преобразователя в режиме измерения микроперемещений

$$\delta_F(x) = \frac{0,5m}{1 + \frac{a}{\Phi_{\text{нп}} x}} = \frac{0,5m\Phi_{\text{нп}} x}{\Phi_{\text{нп}} x + a} = \frac{0,5m\tilde{x}}{\tilde{x} + a}. \quad (20)$$

Из (18) видно, что, поскольку $\Phi_{\text{нп}} > 1$ и $\delta_{h3} \in [0,1]$, то проявление непараллельности эквивалентно увеличению зазора между подвижным и неподвижными электродами в $\Phi_{\text{нп}}$ раз для $\delta_{h3} = \delta_{h3i}$.

В режиме измерения давления нормированная градуировочная характеристика ПРМТ при учете непараллельности электродов имеет вид

$$\delta_F(x_m) = \frac{\tilde{a}_0 + \tilde{a}_1 x_m}{1 + \tilde{a}_2 x_m}, \quad (21)$$

где $\tilde{a}_0 = \frac{0,5m\Phi_{\text{нп}}x_0}{\Phi_{\text{нп}}x_0 + a}$, $\tilde{a}_1 = \frac{-0,5m}{\Phi_{\text{нп}}x_0 + a}$,

$$\tilde{a}_2 = \frac{-1}{\Phi_{\text{нп}}x_0 + a}.$$

Таким образом, увеличение непараллельности электродов (вращение подвижного вокруг оси X_1) эквивалентно увеличению начального зазора x_0 .

Нарушение плоскостности двух поверхностей обычно происходит за счет перемещения одной из них одновременно относительно двух осей X_1 и X_2 . Поэтому в общем случае функцию непараллельности можно представить в виде

$$\Phi_{\text{нп}} = \Phi_{\text{нп1}} + \Phi_{\text{нп2}}, \quad (22)$$

где $\Phi_{\text{нп1}}(\delta_{h31})$ и $\Phi_{\text{нп2}}(\delta_{h32})$ – парциальные функции, учитывающие вращение подвижного электрода вокруг осей X_1 и X_2 соответственно. Независимость этих вращений определяет вид $\Phi_{\text{нп1}}$ и $\Phi_{\text{нп2}}$ согласно (19).

Таким образом, непараллельность электродов ПРМТ может быть учтена на этапе его проектирования и не влияет на нелинейность градуировочной характеристики.

5. Аппроксимативный метод линеаризации градуировочной характеристики ПРМТ

Сущность разработанного нами метода [12] заключается в гетеродинировании функции преобразования $f(x)$

$$f(x) = f_0 + F(x), \quad x \in [0, x_{\max}], \quad (23)$$

где f_0 – номинальная частота ПРМТ;

$F(x)$ – частотная градуировочная характеристика, сигналом частоты гетеродина

$$f_{\text{гет}} = f_0 + F_r, \quad (24)$$

выделении разностной частоты и обращении функции

$$F_p(x) = f_{\text{гет}} - f(x) = F_r - F(x). \quad (25)$$

Запишем в соответствии с (7)

$$F(x) = \frac{a_0 + a_1 x}{1 + a_2 x}, \quad (26)$$

где a_0, a_1, a_2 – коэффициенты аппроксимации, индивидуальные константы ПРМТ.

Применяя обращение $F_p(x)$, из (25) получим

$$\begin{aligned} [F_p(x)]^{-1} &= T(x) = [F_r - F(x)]^{-1} = \\ &= (1 + a_2 x) / (F_r (1 + a_2 x) - a_0 - a_1 x). \end{aligned} \quad (27)$$

Из анализа знаменателя (27) видно, что $T(x)$ обращается в строго линейную функцию вида

$$T_{\text{лин}}(x) = T_{0\text{лин}} + k \cdot x \quad (28)$$

при условии

$$F_r = F_{\text{гопт}} = \frac{a_1}{a_2}, \quad (29)$$

причем при $x = 0$

$$T_{0\text{лин}} = \left[\frac{a_1}{a_2} - a_0 \right]^{-1}, \quad (30)$$

а крутизна линейной характеристики

$$S_{\text{лин}} = \frac{a_2}{a_1/a_2 - a_0}. \quad (31)$$

Оценим точностные характеристики метода. Аппроксимируя $F(x)$ дробно-линейной функцией, получаем

$$F(x) = \frac{\bar{a}_0 + \bar{a}_1 x}{1 + \bar{a}_2 x}, \quad (32)$$

где $\bar{a}_0, \bar{a}_1, \bar{a}_2$ – коэффициенты аппроксимации;

$x = x_0 - x_M$, x_0 – величина начального зазора,

x_M – ход мембраны под действием пульсового давления;

$F_p(x)$ – статическая характеристика ИП при “верхнем” гетеродинировании, после аппроксимации которой

$$F_p(x) = \frac{a_0 + a_1 x}{1 + a_2 x}, \quad (33)$$

где a_0, a_1, a_2 – коэффициенты аппроксимации.

Используя выражения для исходной и преобразованной характеристик (32), (33), получим пересчетные формулы для коэффициентов аппроксимации:

$$a_0 = \frac{\bar{a}_0 - \bar{a}_1 x_0}{1 + \bar{a}_2 x_0}, \quad a_1 = \frac{-\bar{a}_1}{1 + \bar{a}_2 x_0}, \quad a_2 = \frac{-\bar{a}_2}{1 + \bar{a}_2 x_0}. \quad (34)$$

При учете нестабильности частоты гетеродина, неточности ее установки и вариации параметров a_0, a_1, a_2 ИП F_r не совпадает с оптимальной $F_{\text{гопт}}$. Оценим значение крутизны уже не строго линейной, а линеаризованной градуировочной характеристики A и ее нелинейность в общем случае при $F_r \neq F_{\text{гопт}}$. Из (27) для $x = 0$ находим

$$T(0) = T_0 = \frac{1}{F_r - a_0}, \quad (35)$$

а для $x = x_m$:

$$T(x_m) = T_m = \frac{1 + a_0 x_m}{F_r (1 + a_2 x_m) - a_0 - a_1 x_m}. \quad (36)$$

Через эти крайние точки диапазона $x \in [0, x_m]$ проведем прямую

$$T_{\text{пр}}(x) = T_0 + Ax, \quad (37)$$

крутизна которой

$$A = \frac{a_1 - a_0 a_2}{[F_r (1 + a_2 x_m) - a_0 - a_1 x_m] (F_r - a_0)}. \quad (38)$$

Из (37) и (38) видно, что вариация F_r относительного некоторого не совпадающего с $F_{\text{гопт}}$ значения будет порождать аддитивную и мультипликативную погрешности градуировочной характеристики $T_{\text{пр}}(x)$ соответственно, а из (27) – деформацию характеристики $T(x)$. Эту деформацию охарактеризуем относительной нелинейностью

$$\delta_{\text{нел}} = \frac{T_{\text{пр}}(x_m/2) - T(x_m/2)}{T(x_m/2)}, \quad (39)$$

которая оценивается в середине диапазона, по-

скільки здесь она максимальна. Подставляя (35) и (38) в (36), с учетом $x = \frac{x_m}{2}$ получим

$$T_{\text{пр}}\left(\frac{x_m}{2}\right) = \frac{0,5(a_1 - a_0 a_2)x_m + F_r(1 + a_2 x_m) - a_0 - a_1 x_m}{[F_r(1 + a_2 x_m) - a_0 - a_1 x_m](F_r - a_0)}, \quad (40)$$

а в соответствии с (33):

$$T\left(\frac{x_m}{2}\right) = \frac{1 + 0,5a_2 x_m}{F_r(1 + 0,5a_2 x_m) - a_0 - 0,5a_1 x_m}. \quad (41)$$

Подставив в (30) выражения (35), (41) и (42) и выполнив несложные математические преобразования, получим аналитическую зависимость погрешности нелинейности ПРМТ от его параметров $\delta_{\text{нел}} = f(x_0, F_r, \bar{a}_0, \bar{a}_1, \bar{a}_2)$:

$$\delta_{\text{нел}} = \frac{k_1 x_0^3 + k_2 x_0^2 + k_3 x_0 + k_4}{k_5 x_0^3 + k_6 x_0^2 + k_7 x_0 + k_8}, \quad (42)$$

где $k_1 = -6\bar{a}_1^2 \bar{a}_2$; $k_5 = 4\bar{a}_1^2 \bar{a}_2$;

$$k_2 = F_r(4\bar{a}_1 \bar{a}_2 - \bar{a}_1^2 \bar{a}_2 x_m) - \bar{a}_1^2 \bar{a}_2(x_m + 2) - 4\bar{a}_1(\bar{a}_0 \bar{a}_2 + 1);$$

$$k_3 = 4F_r^2(\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m - \bar{a}_2) + F_r(8\bar{a}_0 \bar{a}_2 - \bar{a}_1^2 x_m - \bar{a}_1^2 \bar{a}_2 x_m^2 - 8\bar{a}_0 \bar{a}_2 + 4\bar{a}_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m + 2\bar{a}_1 \bar{a}_2 + 4\bar{a}_1 - 2\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m) - 6\bar{a}_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m - 2\bar{a}_1^2 x_m + \bar{a}_1^2 \bar{a}_2 x_m - 2\bar{a}_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 - 4\bar{a}_0 \bar{a}_1 - 4\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m;$$

$$k_4 = 4F_r^2(2 - 2\bar{a}_1 x_m + \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m^2) + F_r(4\bar{a}_1 x_m - \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m^2 + 2\bar{a}_0 \bar{a}_1 x_m + 4\bar{a}_0 \bar{a}_1 x_m - 2\bar{a}_0 \bar{a}_1 \cdot \bar{a}_2 x_m^2 - 4 + 4\bar{a}_2 x_m) + 2\bar{a}_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m^2 - 2\bar{a}_0^2 \bar{a}_2 x_m - 4\bar{a}_0 \bar{a}_2 x_m + \bar{a}_1^2 x_m^2 - 4\bar{a}_0 \bar{a}_2 x_m + 2\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m^2;$$

$$k_6 = 4F_r^2 \bar{a}_2 + F_r(12\bar{a}_1 \bar{a}_2 - 8\bar{a}_0 \bar{a}_2 - 2\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m) + 8\bar{a}_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 + 2\bar{a}_1^2 \bar{a}_2 + 4\bar{a}_1^2;$$

$$k_7 = 8F_r^2 \bar{a}_2 + 2F_r(2\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m - 4\bar{a}_1 - 6\bar{a}_0 \bar{a}_2 - \bar{a}_1 \bar{a}_2) + 2\bar{a}_0 \bar{a}_1 \bar{a}_2 + 4\bar{a}_0^2 \bar{a}_2 - 8\bar{a}_0 \bar{a}_1 + \bar{a}_1^2 \bar{a}_2 x_m - \bar{a}_1^2 \bar{a}_2 x_m^2 - 4\bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m;$$

$$k_8 = 2F_r^2(2 - \bar{a}_2 x_m) + F_r(2\bar{a}_0 \bar{a}_2 x_m - \bar{a}_1 \bar{a}_2 x_m^2 - 8\bar{a}_0 - 4\bar{a}_2 x_m) + \bar{a}_1^2 x_m + 4\bar{a}_0 \bar{a}_2 x_m + 4\bar{a}_0^2 - 2\bar{a}_1 x_m^2;$$

Анализ полученных результатов показывает, что при относительной вариации частоты гетеродина $F_{\text{гет}}$ на (5...8)% и изменении x_0 на (10...15)% величина относительной нелинейности δ не превышает 1,5%, при этом модуль крутизны $|A|$ воз-

растает почти в два раза, что подтверждает практическую реализуемость метода.

Многолетний опыт эксплуатации ПРМТ показывает, что его разрешающая способность в начальной, средней и конечной части исходной градуировочной характеристики $r_{\text{нач}} = 0,021$ мм рт.ст.; $r_{\text{ср}} = 0,012$ мм рт.ст.; $r_{\text{кон}} = 0,005$ мм рт.ст. в диапазоне давлений (0...300) мм рт.ст. в результате линеаризации может ухудшиться до (0,03...0,05) мм рт.ст.

6. Техника измерения скорости распространения пульсовой волны методом сфигмометрии

Для измерения параметров сердечно - сосудистой системы методом сфигмометрии разработана автоматизированная многоканальная система, состоящая из приёмника пульсовых колебаний, первичного измерительного преобразователя, n - каналов первичной обработки данных, микроконтроллера (МК) ADUC814 (рис. 7). Измерения проводятся на трёх артериях - сонной, лучевой и бедренной. Полученная информация передаётся на компьютер по интерфейсу типа RS-232 (USB 1.1/2.0).

Канал первичной обработки данных (КПОД) содержит датчик давления (ДД) на базе ПРМТ, который включен в колебательную систему автогенератора (АГ). Изменение частоты АГ пропорционально изменению давления в воронке приёмника пульсовых колебаний. Кварцевый дискриминатор (КД) служит для преобразования изменений частоты в напряжение, которое подаётся на вход АЦП.

Преобразованный в двоичный код сигнал АЦП подвергается предварительной обработке для передачи по каналу связи. Режим работы сфигмографа задаётся при помощи миниатюрной клавиатуры и отображается при помощи светодиодной индикации.

Дальнейшая обработка производится при помощи разработанного специального программного обеспечения «Sfigmograph».

Система обеспечивает компьютерную диагностику сердечно-сосудистой системы человека, мониторинг и контроль артериального давления и частоты пульса, снятие локальных, объемных сфигмограмм для решения задач поликардиографии и полисфигмографии (выбор одиночного пульсового колебания, контурный и спектральный анализ; подавление артефактов, определения индекса аугментации и скорости распространения пульсовой волны; определения вариабельности RR - интервала (рис. 8); комплексирование с существующими электрокардиографами; протоколирование результатов и создание базы данных).

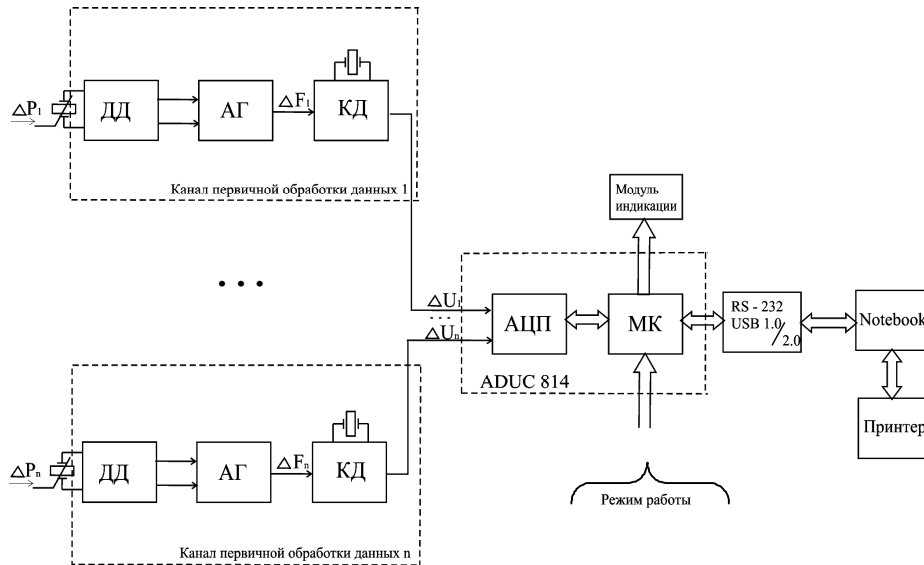


Рис. 7. Структура многоканальной автоматизированной системы для сфигмографических исследований

Основные технические характеристики модуля измерительного преобразователя:

– динамический диапазон (0...300) мм рт.ст.;

- основная погрешность, не больше 0,2%;
- разрешающая способность, не хуже ... 0,05 мм рт.ст.;
- интервал рабочих температур (10...50) °C;
- температурная погрешность, не больше .. 0,3%.

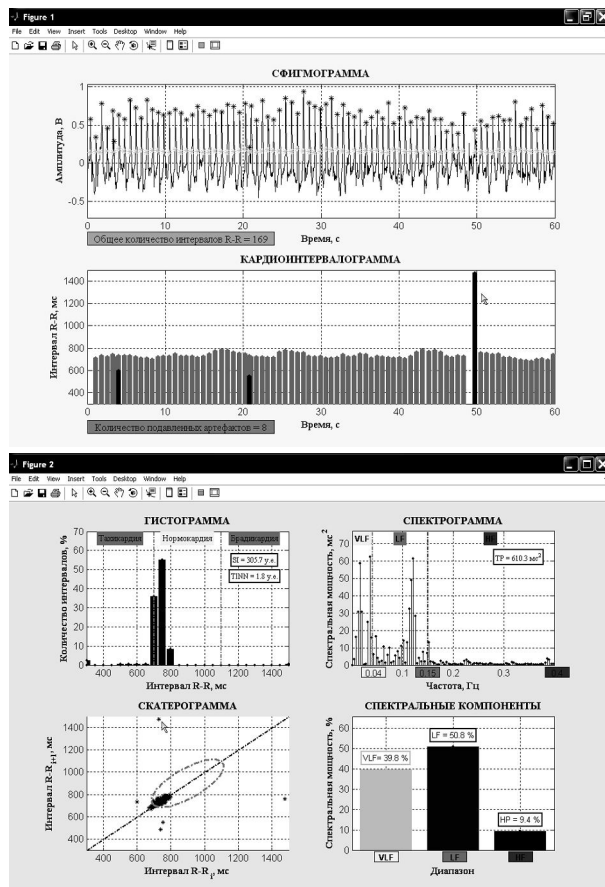


Рис. 8. Определение параметров variability RR – интервала по сфигмограмме сонной артерии

7. Реализация метода слепой идентификации аортальной пульсовой волны с применением ПРМТ

При прохождении сигнала пульсовой волны по пути от аорты к периферийным артериям его форма подвергается сильным искажениям из-за сложных отражений в разветвленной сосудистой системе. В этой связи больший интерес вызывает метод слепой идентификации сигнала пульсовой волны по непосредственно наблюдаемым периферическим пульсовым сигналам, снимаемым сенсорами сонной, плечевой и (или) бедренной артерий.

Для решения данной задачи, в случае двухточечных измерений, модель аортального русла сердечно - сосудистого человека может быть представлена в виде двухканальной SIMO (single-input, multi-output) – системы (рис. 9) [22]. На выходе SIMO-системы присутствуют измеренные периферийные сигналы пульсовой волны $P_{p1}(t)$, $P_{p2}(t)$, порождаемые на общем ненаблюдаемом входе $P_a(t)$. Каждый из каналов системы представляется в виде фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ) $h_1(\tau)$, $h_2(\tau)$.

Для восстановления сигнала $P_a(t)$ используется модифицированный вариант алгоритма взаимных соотношений [22], состоящий из следующих шагов:

1. Оценка параметров КИХ-фильтров для каждого канала. Производится на основе минимизации энергии вектора невязки $\mathbf{e}$ для следующего соотношения:

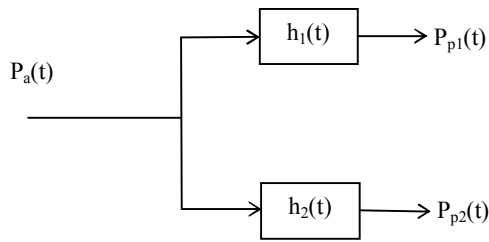


Рис. 9. Модель аортального русла в виде SIMO - системы

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P_{p2} - P_{p1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}} \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}} = \mathbf{e}, \quad (43)$$

где $\mathbf{P}_{pi}$, $i = \overline{1,2}$ – матрица Ханкеля, содержащая выборки соответствующих измеренных сигналов;

$\mathbf{h}_i$ – вектор импульсной характеристики КИХ-фильтра;

$\mathbf{e}$ – вектор выборки шума.

2. Определение входного сигнала пульсовой волны. Осуществляется на основе измеренных периферийных сигналов и полученных оценок параметров КИХ-фильтров. При этом используется связь входного $P_a(t)$ и измеренных сигналов $P_{p1}(t)$, $P_{p2}(t)$, представленная в матричном виде:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P_{p1} \\ P_{p2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_p} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \mathbf{P}_a + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}}, \quad (44)$$

где $\mathbf{P}_{pi}$, $i = \overline{1,2}$ – вектор соответствующего периферийного сигнала;

$\mathbf{H}_i$ – матрица Тейлора, сформированная на основе импульсных характеристик соответствующих КИХ – фильтров;

$\mathbf{P}_a$ – вектор выборок восстанавливаемого аортального сигнала пульсовой волны;

$\mathbf{n}_i$ – соответствующий вектор выборок шума.

Вектор $\mathbf{P}_a$ определяется как результат минимизации энергии вектора шума $\mathbf{n}$.

3. Калибровка восстановленного сигнала пульсовой волны. Выполняется по отношению к среднему значению измеренных сигналов.

Если среднее значение восстановленного аортального сигнала пульсовой волны больше, чем среднее значение измеренного периферийного сигнала, то решение считается ошибочным, проводится корректировка порядка фильтра и приведенные выше шаги повторяются.

На рис. 10 представлен сигнал пульсаций аортального давления $P_a(t)$, восстановленный по методу слепой идентификации на основе измеренных периферийных сигналов $P_{p1}(t)$, $P_{p2}(t)$ сонной и бедренной артерий при помощи системы для сфигмографических исследований (рис. 7).

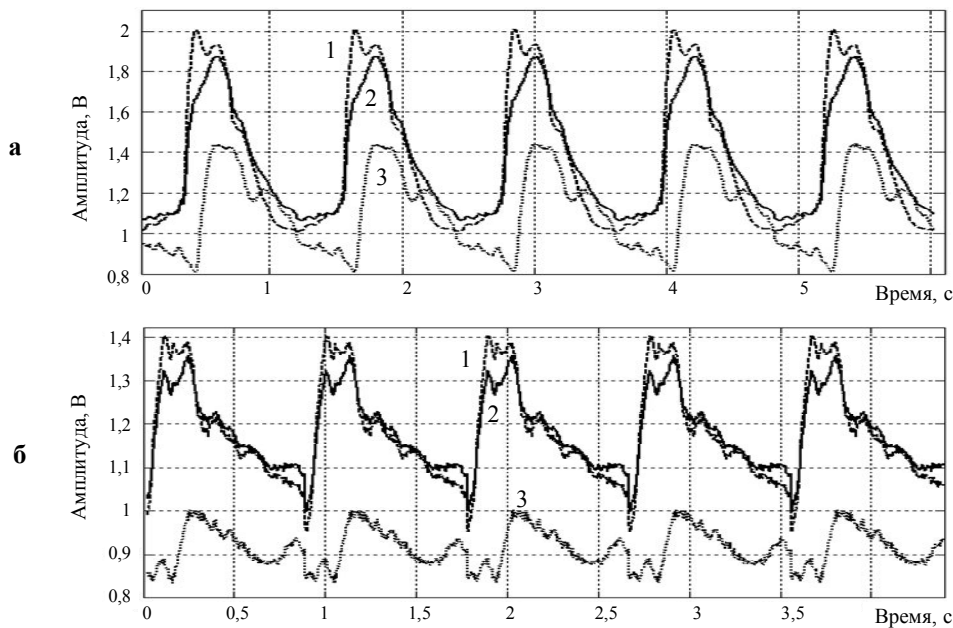


Рис. 10. Восстановленный сигнал пульсовой волны по методу слепой идентификации: 1 – сонная артерия; 2 – бедренная артерия; 3 – аортальная пульсация; а – женщина (27 лет); б – юноша (15 лет) – стеноз аорты

Полученные результаты подтверждают высокую эффективность метода слепой идентификации при неинвазивной диагностике состояния сердечно-сосудистого русла. К недостаткам данного метода можно отнести сложность итерационной процедуры нахождения решений (43), (44) на основе разреженных матриц больших размеров, связанной с недостатком априорной информации о параметрах КИХ-фильтров, используемых в математической модели аортального русла.

Выводы

Создан новый элемент, названный *пьезорезонансным механотроном*, который позволяет осуществлять построение на его базе широкого класса высокоинформативных диагностических приборов и систем. В сочетании с линеаризатором, реализующим аппроксимативный подход, ПРМТ обеспечивает возможность прецизионного измерения как динамического, так и статического давления на уровне лучших мировых образцов (приборы Atcor, Complior) и является основой для существующих и перспективных биомедицинских систем.

Широкие функциональные возможности ПРМТ обеспечивают путём незначительных изменений их конструкции измерение широкого спектра параметров, таких как перемещение, масса, ускорение, температура, давление, микроперемещение и приводимых к нему других физических величин. Конструкция ПРМТ позволяет реализовать его микроминиатюрный вариант на основе микромембранного элемента, сформированного при помощи технологии MEMS.

Литература

1. Сайт компании Servier. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.coversyl.com>. – Название с экрана.
2. А.с. 181248 СССР, МКИ G01L9/08. Датчик давления / Ф.Ф. Колпаков, И.А. Рак, О.Е. Руднев, С.В. Хуторненко (СССР), заявл. 07.05.91; опубл. 27.08.93, Бюл. № 16. – 11 с.: ил.
3. Пат. 2098783 Российская Федерация, МПК G01L9/08, 9/12. Датчик давления / Колпаков Ф.Ф., Хильченко Г.Л., Пидченко С.К. – № 96101243/28; заявл. 18.01.96; опубл. 10.12.97, Бюл. № 34. – 12 с.: ил.
4. Пат. №44108 А Украина. Датчик тиску / Колпаков Ф.Ф., Пидченко С.К., Доброва В.С., Акулиничев А.А., Таранчук А.А.; Заявник і патентотримувач Технологічний університет Поділля. – № 2001053030; заявл. 04.05.01; опубл. 15.01.02, Бюл. № 1. – 10 с.: ил.
5. Пат. №59936 А Украина. Датчик тиску / Колпаков Ф.Ф., Пидченко С.К., Акулиничев А.А., Таранчук А.А.; Заявник і патентотримувач Технологічний університет Поділля. – № 2002129829; заявл. 04.05.01; опубл. 15.09.03, Бюл. № 9. – 7 с.: ил.
6. Колпаков Ф.Ф. Пьезокварцевый измерительный преобразователь давления с эллиптической резонирующей мембраной / Ф.Ф. Колпаков, А.А. Акулиничев // *Авиационно-космическая техника и технологии: сб. научн. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*. – Х., 1999. – Вып. 12. – С. 103-105.
7. Колпаков Ф.Ф. Двочастотный кварцевый автогенераторный перетворювач тиску в період мікропроцесорної сфїзмографічної системи / Ф.Ф. Колпаков, С.К. Пидченко, В.Ф. Солодовнік, Г.Л. Хильченко // *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. – 1997. – №1. – С. 175-176.
8. Колпаков Ф.Ф. Компьютерное моделирование артериального сосудистого русла на базе использования векторных сфизмограмм / Ф.Ф. Колпаков, В.Е. Доброва, А.Б. Касьяненко // *Авиационно-космическая техника и технологии: сб. научн. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*. – Х., 1999. – Вып. 12. – С. 117-121.
9. Kolpakov F. Estimation of time diagnostic parameters of blood pressure variation in frequency domain / F. Kolpakov, V. Dobrova, A. Varri, V. Melnik // *Proceeding of the 1999 Finish Signal Processing Symposium*. – Oulu (Finland), 1999. – P. 189-193.
10. Колпаков Ф.Ф. Критические значения параметров управляемости кварцевой колебательной системы с модуляцией межэлектродного зазора / Ф.Ф. Колпаков, А.А. Акулиничев, С.И. Славинский // *Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія – 2002), наукові праці конференції*. – Х.: ХДНДІМ. – 2002. – Т. 2. – С. 142-144.
11. Kolpakov F.F. The sphygmography measuring converter “pressure-frequency” dynamic characteristics examination / F.F. Kolpakov, S.S. Slavinsky // *Measurement Science Review*. – 2004. – Vol. 4, Sect. 2. – P. 52-58.
12. Пат. 2106796 Российская Федерация, МПК 6A61B5/02. Способ измерения артериального давления / Колпаков Ф.Ф., Хильченко Г.Л., Пидченко С.К. – № 96101268/14; заявл. 18.01.96; опубл. 20.03.98, Бюл. № 8. – 7 с.: ил.
13. Пат. 2127496 Российская Федерация, МПК H04R17/00. Способ линеаризации градуировочной характеристики пьезорезонансного измерительного преобразователя с переменным межэлектродным зазором / Колпаков Ф.Ф., Хильченко Г.Л., Пидченко С.К. – № 96101331/28; заявл. 18.01.96; опубл. 10.03.99, Бюл. № 4. – 10 с.: ил.
14. Колпаков Ф.Ф. Аналоговый канал съема и обработки сфизмометрических сигналов / Ф.Ф. Колпаков, В.Е. Доброва, С.К. Пидченко // *Сб. тр. межд. научн.-техн. конф. "Приборостроение - 98"*. – Винница-Симферополь, 1998. – С. 310-313.
15. Колпаков Ф.Ф. Компьютерный комплекс для сфизмографических исследований / Ф.Ф. Колпа-

ков, В.Е. Добрава, Г.Л. Хильченко, С.К. Підченко // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сборник научных трудов. – Х.: Харьковский авиационный институт, 1998. – Вып. 1. – С. 180-184.

16. Колпаков Ф.Ф. Діагностична багатоканальна система сфїзмометричних досліджень / Ф.Ф. Колпаков, В.Е. Добрава, С.К. Підченко // Збірник наукових праць VI наук.-техн. конференції "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах". – Хмельницький, 1999. – С. 69-72.

17. Лазарашвили Л.Т. Помехоустойчивость осциллометрических автоматизированных сфизмоманометров / Л.Т. Лазарашвили // Мед. техника. – 1993. – № 3. – С. 19-28.

18. Сайт компанії Motorola. – [Електронний

ресурс]. – Режим доступа: <http://www.motorola.com>. – Название с экрана.

19. Терехова Л.Г. Практические вопросы сфизмографии / Л.Г.Терехова. – Л.: Медицина, 1968. – 119 с.

20. Illyes Miclos. Apparatus and method for measuring hemodynamic parameters: International Application published under the PCT / Miclos Illyes, Jozsef Beres. WO 2005/077265 A1.

21. Сайт компанії TensioMed Arteriograph. – [Електронний ресурс]. – Режим доступа: <http://www.arteriograph.nl>. – Название с экрана.

22. Blind identification of the aortic pressure waveform multiple peripheral artery pressure waveforms/ Swarny Gokul, Ling Qi et al. / Am. J. Physiolog. 292: H2257 – H2264, 2007.

Поступила в редакцію 12.03.2009

Рецензент: д-р техн. наук, профессор, зав. каф. 504 А.А. Зеленский, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков

П'ЄЗОРЕЗОНАНСНІ МЕХАНОТРОНИ У ВИМІРЮВАННЯХ ПАРАМЕТРІВ СЕРЦЕВО-СУДИННОЇ СИСТЕМИ ЛЮДИНИ

Ф.Ф. Колпаков, С.К. Підченко, А.А.Таранчук, А.Є. Опольска

Викладено питання теорії, проектування й застосування у високоінформативних медичних діагностичних системах п'єзореzonатора з модульованим під дією механічної сили міжелектродним зазором і рухомим електродом у вигляді мембрани, названого п'єзореzonансним механотроном (ПРМТ). Його практично досягнута роздільна здатність виміру тиску становить (0,03...0,05) мм рт. ст. і значно перевищує характеристики кращих серійних напівпровідникових приладів. Показано застосування ПРМТ і методів перетворення його сигналу в практично реалізованих системах виміру параметрів гемодинаміки людини.

Ключові слова: п'єзореzonансний механотрон, сенсор, гемодинаміка, сфїзмографія, сліпа ідентифікація.

PIEZORESONANCE MECHANOTRON IN MEASUREMENTS OF PARAMETERS WARMLY – VASCULAR SYSTEM OF THE HUMAN

F.F. Kolpakov, S.K. Pidchenko, A.A. Taranchuk, A.E. Opolska

Questions of the theory, designing and application in highly informative medical diagnostic systems piezoresonator with the interelectrode backlash modulated under the influence of mechanical force and a mobile electrode in the form of a membrane, named piezoresonans mehanotron (PRMT) are stated. Its almost reached resolution of measurement of pressure makes (0,03 ... 0,05) mm Hg and considerably exceeds characteristics of the best serial semi-conductor devices. Application PRMT and methods of transformation of its signal in almost realized systems of measurement of parameters of haemodynamics of the human is shown.

Key words: piezoresonans mehanotron, sensor, haemodynamics, sphygmographics, blind identification.

Колпаков Федор Федорович – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры приёма, передачи и обработки сигналов, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского, Харьков, Украина, e-mail: kolpakoff@ai.kharkov.com.

Підченко Сергей Константинович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и связи, Хмельницький національний університет, Хмельницький, Україна, e-mail: sergpchn@ua.ru.

Таранчук Алла Анатольевна – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и связи, Хмельницький національний університет, Хмельницький, Україна, e-mail: allatr@ukr.net.

Опольская Анна Евгеньевна – аспирант кафедры радиотехники и связи, Хмельницький національний університет, Хмельницький, Україна, e-mail: anitopol@mail.ru.