

Методика оценки погрешностей измерений фазочастотных характеристик нелинейных виброзащитных систем

Л. А. ВАРЖИЦКИЙ

Самарский государственный аэрокосмический университет им. акад. С. П. Королёва
(национальный исследовательский университет)
Самара, Россия, e-mail: lavarj1950@gmail.com

Разработана методика на основе дискретной модели колебательного процесса и алгоритма вычисления кумулятивных фаз с помощью дискретного преобразования Гильберта. Посредством численного моделирования определены значения разрядности аналого-цифрового преобразователя и объема выборки для измерений разности фаз сигналов с погрешностью менее $0,001^\circ$. Работоспособность предложенного алгоритма подтверждена на реальных сигналах в ходе ресурсных испытаний демпфера из проволочного материала «металлическая резина».

Ключевые слова: вибрация, демпфер, нелинейность, преобразование Гильберта, разрядность АЦП, объем выборки.

The developed procedure is based on the joint use of the discrete model of the oscillatory process and the algorithm for calculation the cumulative phases using a discrete Hilbert transform. By numerical simulation, the values of the ADC bit depth and sample size for measuring the phase difference signal with an accuracy of less than $0,001^\circ$ were determined. The efficiency of the proposed algorithm was confirmed on real signals during the endurance test of the wire material «metal rubber» (MR) damper used for vibration protection of pipelines in engines.

Key words: vibration, damper, nonlinearity, Hilbert transform, ADC digit capacity, sample size.

Возросшая сложность технологии вибрационных испытаний требует статистических и спектральных оценок параметров вибрации, основанных на методах дискретной математики, интегральных преобразований и теории случайных процессов [1]. Стремительное развитие цифровых систем обработки данных, ставших доступными для лабораторий и испытательных центров, сделало возможным внедрение цифровых методов в технологию виброиспытаний.

Важным направлением в разработке систем виброзащиты с конструкционным демпфированием являются исследования механических характеристик виброизоляторов [2]. Экспериментальные исследования и испытания подобных

систем представляют сложность из-за полигармонического характера вибрационных процессов [3]. Измерения существующими приборами параметров искаженных процессов, как правило, затруднено, что заставляет искать более эффективные методы обработки таких процессов.

Один из таких методов — дискретное преобразование Гильберта (ДПГ) [4] — позволяет получать оценки огибающей, мгновенной частоты и кумулятивной фазы вибропроцесса и таким образом исследовать амплитудно- и фазочастотные характеристики нелинейных виброизоляторов с конструкционным демпфированием, в том числе на основе материала металлическая резина (МР) [2].

Актуальность этого метода подтверждают работы [5—9]. Подробный обзор 165 источников и практическое руководство по применению ДПГ для анализа вибрационных сигналов приведены в [7]. В [8] отмечено, что ДПГ и представление сигналов в комплексной плоскости позволяют получить мгновенные значения жесткости и демпфирования и, следовательно, статических сил упругости и демпфирования. Алгоритм оценки разности фаз квазигармонических сигналов на основе ДПГ и результаты его тестирования на оборудовании National Instruments (США) приведены автором в [9]. Обобщая результаты исследований, автор работы [10, стр. 380] отмечает, что «выбор используемого метода в каждом конкретном приложении требует моделирования на целевой аппаратуре с использованием ожидаемой формы представления чисел (целых или с плавающей точкой) при типовых входных сигналах, которые вы собираетесь обрабатывать».

Целью данной работы является исследование основных факторов определяющих погрешность фазовых измерений при нелинейных искажениях вибросигналов, посредством

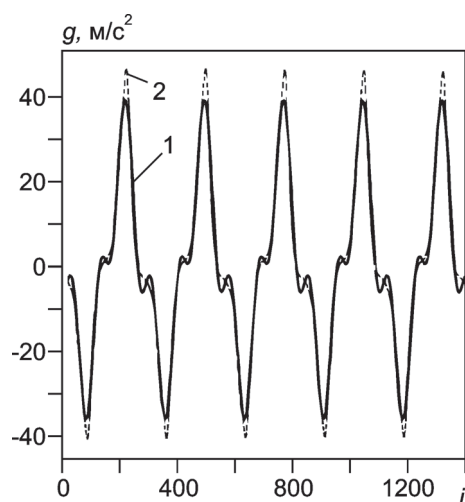


Рис. 1. Осциллограмма реального сигнала (1), совмещённая с результатом аппроксимации (2)

численного моделирования и разработка методики оценки погрешностей фазовых измерений полигармонических вибрационных сигналов.

Модель дискретного полигармонического вибропроцесса. Модель процесса реализована на основе аппроксимации реальных сигналов полигармоническим рядом. Для этого проведены вибрационные испытания демпфера из проволоочного материала МР в режиме резонансных колебаний. Осциллограмма реального сигнала (мгновенные значения виброускорения), совмещённого с результатом аппроксимации показана на рис. 1.

Аппроксимация реального (измерительного) сигнала $y_1(t)$ гармоническим рядом выполнена средствами инструмента Curve Fitting Toolbox среды MatLab в виде

$$y_1(t) = \sum_{m=1}^n [a_m \cos(m\omega t) + b_m \sin(m\omega t)], \quad (1)$$

где a_m , b_m — коэффициенты ортогональных составляющих m -й гармоники; m — номер гармоники; n — число удерживаемых гармоник; ω — угловая частота сигнала; t — время.

Достаточно хорошую аппроксимацию обеспечило удержание трёх 1-х гармоник при коэффициенте R — квадрат 0,98 (дальнейшее увеличение количества гармоник не требуется). Значения коэффициентов a_m , b_m для трёх 1-х гармоник аппроксимирующего ряда приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения коэффициентов a_m , b_m для трёх первых гармоник аппроксимирующего ряда

Коэффициенты	Гармоника, m		
	1	2	3
a_m	6,574	-1,911	-10,130
b_m	-25,370	-0,191	5,253

Коэффициент нелинейных искажений данного сигнала $K_n = 40,4$ % (соответствующее значение коэффициента гармоник $K_r = 44,2$ %), что является граничным значением для виброзащитных систем на основе материала МР [2]. Полученные коэффициенты a_m , b_m применялись для формирования модельного сигнала в виде ряда (1). Опорный сигнал $y_2(t)$ — гармонический, совпадающий по частоте с первой гармоникой модельного сигнала. Необходимые начальные фазы φ_{02} опорного сигнала $y_2(t)$ одинаковые в двух ортогональных составляющих:

$$y_2(t) = a_1 \cos(2\pi Ft + \varphi_{02}) + b_1 \sin(2\pi Ft + \varphi_{02}), \quad (2)$$

где a_1 , b_1 — коэффициенты аппроксимирующего ряда для 1-й гармоники; F — частота сигнала.

Эффект квантования сигнала по уровню моделирован методом притягивания вещественного значения к ближайшему целому из ряда чисел в диапазоне $[-2^q/2, (2^q/2)-1]$, где q — число разрядов аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Для имитации неполного исполь-

зования разрядной сетки АЦП применяли половину его динамического диапазона. Предложенный алгоритм исследован на реальных сигналах, выявлены основные факторы, влияющие на погрешность оценки разности фаз.

Алгоритм оценки разности фаз основан на представлении действительного сигнала $x_r(t)$ в виде комплексного сигнала $X^*(t)$ [4]:

$$X^*(t) = x_r(t) + jx_i(t).$$

Мнимая часть сигнала $x_i(t)$ — результат математической операции над сигналом $x_r(t)$. В большинстве практических случаев комплексный сигнал формируется преобразованием Гильберта в частотной или временной областях представления сигнала. Мгновенная фаза сигнала $\varphi(t)$ определяется соотношением [10]:

$$\varphi(t) = \arctg \left\{ \frac{x_i(t)}{x_r(t)} \right\}.$$

Тогда мгновенное для момента t_i значение разности фаз $\Delta\varphi_{21}(t_i)$ двух дискретных сигналов $x_{r1}(t_i)$, $x_{r2}(t_i)$:

$$\Delta\varphi_{21}(t_i) = \varphi_2(t_i) - \varphi_1(t_i) = \arctg \frac{x_{j2}(t_i)}{x_{r2}(t_i)} - \arctg \frac{x_{j1}(t_i)}{x_{r1}(t_i)},$$

где $\varphi_2(t_i)$, $\varphi_1(t_i)$ — полные фазы второго и первого сигналов в момент времени t_i , соответственно; $x_{j1}(t_i)$, $x_{j2}(t_i)$ — мнимые части первого и второго комплексных сигналов в момент времени t_i , соответственно.

Для оценки разности начальных фаз использовано среднее значение разности полных фаз сигналов $\Delta\varphi_{21}(t_i)$ [9]:

$$MdF_{21} = \left\{ \arctg \frac{x_{j2}(t_i)}{x_{r2}(t_i)} - \arctg \frac{x_{j1}(t_i)}{x_{r1}(t_i)} \right\}, \quad (3)$$

где i — номер отсчёта в выборке сигнала; t_i — момент выборки i -го отсчёта.

Для формирования аналитического процесса применено преобразование Гильберта, обеспечивающее минимальные пульсации в частотном диапазоне сигнала по сравнению с временной областью [10].

Тестирование алгоритма с использованием модели полигармонического процесса. В ходе тестирования получены абсолютные погрешности оценки разности фаз измерительного и опорного сигналов для сдвига фаз 0° ; 90° перебором частот квантования F_s и длин выборки N . Частоты квантования выбраны из ряда $Fk\pi/3$, что обеспечило асинхронность квантования, характерную для реальных условий. Значения коэффициента k , отношение частоты квантования к частоте высшей гармоники $F_s/3F$, длина выборки N приведены в табл. 2.

Таблица 2

Используемые параметры k , $F_s/3F$ и $\log_2 N$

Параметр	Значения											
k	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	—	—
$F_s/(3F)$	2,094	2,443	2,793	3,142	3,491	3,840	4,189	4,538	4,887	5,236	—	—
N	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20

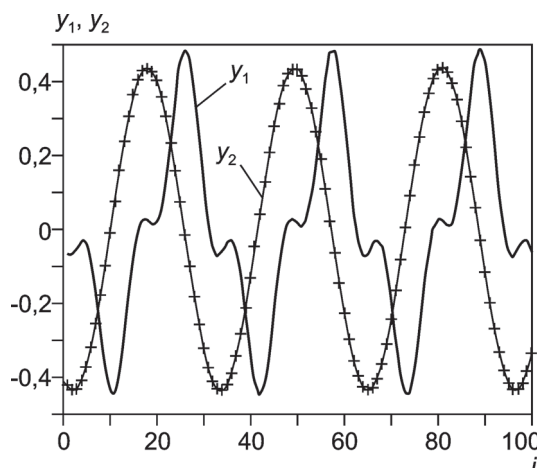


Рис. 2. Реализации мгновенных значений опорного и измерительного сигналов $y_2(t)$, $y_1(t)$

Число разрядов АЦП выбрано из ряда $q = 9; 10; 12; 16; 24$. В качестве измерительного сигнала использован результат аппроксимации реального сигнала гармоническим рядом. Эпюры мгновенных значений опорного и измерительного сигналов (для $\varphi_{02} = \pi/2$, $N = 4096$, $k = 20$, $q = 12$) показаны на рис. 2.

Для каждой пары значений q , φ_{02} выполнены по 120 вычислений для всех возможных сочетаний параметров k , N ; объем моделирования составил 1440 режимов измерений.

Результаты оценки абсолютной погрешности в угловых градусах для режима $q = 16$, $\varphi_{02} = 90$ представлены в табл. 3.

При 16-разрядном АЦП для всех частот квантования на выборке 1024 точек погрешность находится в интервале $-0,07^\circ \dots 0,09^\circ$. Увеличение выборки до $N = 4096$ существенно снижает погрешность до $\pm 0,023^\circ$, при $N = 32768$ — до $0,0026^\circ$, т. е. увеличение объема выборки в 8 раз снижает погрешность на порядок. Закономерность в характере влияния частоты квантования на погрешность (при фиксированном N) не выявлена, однако с ростом объема выборки это влияние существенно падает. Аналогично выполнено моделирование для других значений разрядности АЦП и $\varphi_{02} = 0; 90^\circ$.

Ввиду большого объема полученной информации результаты тестирования представлены в компактном виде, ограничиваясь оценкой погрешности по модулю для выборки длиной N :

$$\max |\Delta\varphi_{kN}| = \max \begin{Bmatrix} |\Delta\varphi_{1N}| \\ |\Delta\varphi_{2N}| \\ \vdots \\ |\Delta\varphi_{jN}| \\ \vdots \\ |\Delta\varphi_{KN}| \end{Bmatrix} \quad \forall j \in \{1, 2, \dots, K\},$$

где $\max |\Delta\varphi_{kN}|$ — максимальная из абсолютных по модулю погрешностей оценки разности фаз, выявленных при переборе всех значений k ; $|\Delta\varphi_{jN}|$ — абсолютная по модулю погрешность оценки разности фаз и отношения частоты квантования к частоте высшей гармоники $k = j$; K — максимальное отношение частоты квантования к частоте высшей гармоники ($K = 30$). При этом для всех значений N , q выбрано максимальное значение абсолютной погрешности среди всех значений частоты квантования F_s .

Оценка $\max |\Delta\varphi_{kN}|$ для $\varphi_{02} = 0; 90^\circ$ представлена на рис. 3. Из анализа приведенных выше данных следуют выводы: погрешность оценки разности фаз не превышает $0,1^\circ$ ($1,47 \cdot 10^{-3}$ рад) при любом сочетании параметров k , N , q , φ_{02} ; минимальная погрешность составляет $0,0001^\circ$ ($1,75 \cdot 10^{-6}$ рад) при $N = 1,049 \cdot 10^6$, $q = 16; 24$;

увеличение разрядности АЦП свыше 16 практически не снижает погрешность измерений;

для $q = 9; 10$ минимальные погрешности составляют $0,007^\circ; 0,005^\circ$, соответственно и обеспечены максимальными длинами выборки;

рост разрядности АЦП снижает погрешность, но только при выборке более 8192.

Таблица 3

Абсолютная погрешность в угловых градусах ($q = 16$, $\varphi_{02} = 90^\circ$)

k	$\log_2 N$										
	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
12	-0,0024	-0,0022	-0,0051	-0,0016	0,0018	-0,0019	0,0002	0,0002	0,0002	0,0000	0,0001
14	0,0048	-0,0007	0,0019	0,0054	-0,0022	0,0018	0,0006	0,0000	-0,0001	0,0000	0,0000
16	0,0389	-0,0070	-0,0107	0,0001	0,0010	0,0007	0,0003	0,0004	-0,0001	0,0001	0,0001
18	-0,0269	-0,0182	-0,0119	-0,0090	-0,0021	-0,0001	0,0008	-0,0002	0,0000	0,0000	0,0001
20	0,0015	0,0270	-0,0088	0,0008	-0,0027	-0,0026	0,0005	-0,0002	-0,0001	0,0001	0,0001
22	-0,0466	0,0010	0,0142	-0,0036	-0,0017	-0,0014	-0,0004	-0,0005	-0,0002	0,0000	0,0001
24	0,0919	-0,0048	0,0049	0,0015	0,0000	0,0019	-0,0002	-0,0004	0,0000	0,0003	0,0001
26	-0,0030	-0,0472	-0,0103	0,0007	0,0063	-0,0005	0,0008	0,0006	0,0004	0,0003	0,0001
28	-0,0021	0,0090	0,0232	0,0031	0,0062	-0,0007	0,0008	0,0000	-0,0002	0,0001	0,0000
30	-0,0683	-0,0496	-0,0066	0,0142	-0,0010	0,0021	0,0016	0,0000	-0,0003	0,0000	0,0000

Результаты проверки погрешности $\delta\varphi_{kN}$ для разности начальных фаз в интервале углов $\pm 180^\circ$ ($k = 13$, $\log_2 N = 17$) сведены в табл. 4, откуда следует, что алгоритм обеспечивает измерение разности фаз в заданном интервале углов с погрешностью не более $0,001^\circ$, или $1,75 \cdot 10^{-5}$ рад.

Тестирование на реальных сигналах. Работоспособность алгоритма проверена на реальных сигналах. Оцифрованные с помощью контроллера VR9500 Vibration Research (США) реализации виброускорений были загружены в рабочую область пакета прикладных программ MatLab. Дальнейшая обработка выполнена с помощью ДПГ и оценки разности фаз (3), которые использовались в ходе моделирования. Для резонансных режимов работы демпфера в результате тестирования получена разность фаз $90,33^\circ$, среднее значение разности фаз — $90,02^\circ$. Система автоматического поддержания частоты приводила к флуктуациям разности фаз, равной $\pm 0,5^\circ$. Результаты тестирования алгоритма подтверждают его работоспособность на реальных вибросигналах при существенных нелинейных искажениях. Для определения пределов основной погрешности, учитывающих также инструментальные погрешности, необходимы дальнейшие тестовые измерения.

Алгоритм оценки погрешностей измерений разности фаз. Методика предусматривает выполнение последовательности операций с использованием оборудования для вибрационных испытаний (вибростенд TIRAvib S597 (Германия), с контроллером VR9500), а также системы цифровой обработки сигналов. Для использования методики необходимо:

задать требуемую абсолютную допустимую погрешность оценки разности фаз $\Delta\varphi_{02}$, диапазон изменения φ_{02} , а также определить максимальные (пиковые) значения опорного и измерительного сигналов, их частотный диапазон;

по документации используемого устройства цифровой обработки определить основные характеристики (диапазон частот квантования F_s , число разрядов q , максимальное напряжение сигнала на входе АЦП);

задать параметры режимов испытания (амплитуды и частоты сигналов); в ходе испытаний выполнить оцифровку реальных сигналов на этих режимах, фиксируя частоту квантования F_s и степень использования разрядной сетки АЦП или максимальные (пиковые) значения сигнала;

аппроксимировать каждую из полученных реализаций измерительного сигнала рядом вида (2), удерживая число гармоник, обеспечивающее наилучшее (по форме сигнала) приближение;

при невозможности получения реальных сигналов, задать гармонический ряд (1), соответствующий по нелинейным искажениям и форме предполагаемым сигналам;

используя полученный гармонический ряд и выбранные значения F_s , q и $U_{\text{вх}}$ задать измерительный и опорные сигналы;

используя ДПГ и предложенную оценку (3), вычислить разность фаз для всех выбранных режимов;

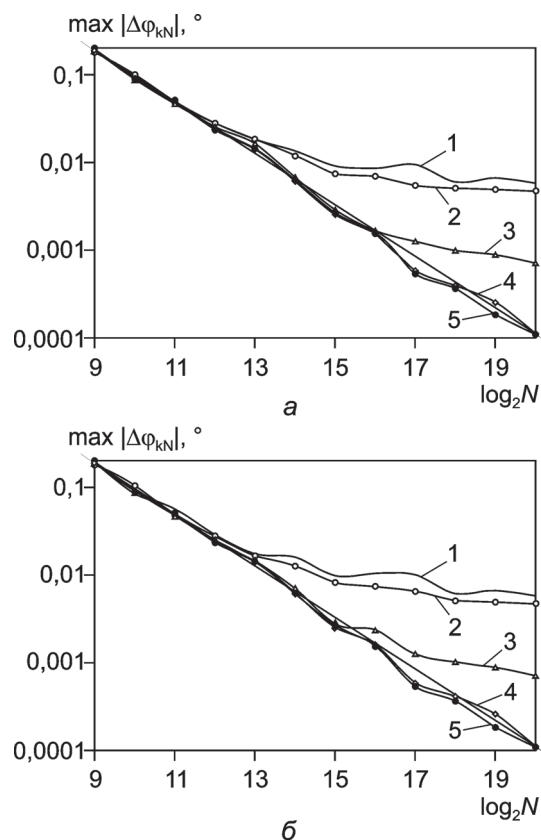


Рис. 3. Зависимость $\max |\Delta\varphi_{kN}|$ от N и q для $\varphi_{02} = 0^\circ$; 90° соответственно а, б

вычислить погрешность оценок для выбранных режимов и сравнить их с требуемыми значениями.

При неудовлетворительных результатах обработки модельного сигнала повторяют, увеличивая длину выборки и (или) число разрядов АЦП.

Заключение. Предложенная модель позволяет оценить влияние разрядности АЦП, длины выборки сигнала на погрешность фазовых измерений. Результаты тестирования алгоритма на реальных сигналах доказывают возможность измерений разности фаз в интервале $\pm 180^\circ$ с погрешностью не более $0,001^\circ$ ($1,75 \cdot 10^{-5}$ рад) при коэффициенте гармоник $K_r = 44,2\%$. Установлено, что увеличение разрядности АЦП свыше $q = 16$ практически не снижает погрешность фазовых измерений.

Разработанная методика позволяет определить оценки погрешностей при фазовых измерениях для реальных вибросигналов с существенными нелинейными искажениями, характерными для виброзащитных систем на основе материала МР.

Таблица 4

Погрешность $\Delta\varphi_{kN} \cdot 10^4$, $^\circ$, в интервале углов $\pm 180^\circ$

Погрешность, $^\circ$	φ_{02} , $^\circ$													
	-180	-120	0	10	20	30	45	50	60	70	80	90	120	180
$\Delta\varphi_{kN}$	4,99	1,68	5,00	4,00	2,39	1,08	0,62	0,76	1,68	2,65	3,84	5,19	8,63	4,99

Полученные результаты могут быть использованы при испытаниях нелинейных систем виброзащиты различной физической природы.

Л и т е р а т у р а

1. **ГОСТ Р 53189—2008.** Методы испытаний на стойкость к механическим внешним воздействующим факторам машин, приборов и других технических изделий. Испытания на вибрацию с воспроизведением воздействий нескольких типов.
2. **Лазуткин Г. В.** Динамика виброзащитных систем с конструкционным демпфированием и разработка виброизоляторов из проволоочного материала МР. Самара: СамГУПС, 2010.
3. **Padthe A. K., Drincic B., Oh J., Rizos D. D., Fassois S. D., Bernstein D. S.** Duhem modeling of friction-induced hysteresis // IEEE Contr. Syst. Mag. 2008. V. 28. N. 5. P. 90—107.
4. **Gabor D.** Theory of communication. Part 1: The analysis of information // J. Institut. Electric. Eng.-Part III: Radio and Communication Eng. 1946. V. 93. N. 26. P. 429—441.

5. **Vatansever F., Ozdemir A.** A new approach for measuring RMS value and phase angle of fundamental harmonic based on wavelet packet transform // Electr. Pow. Syst. Research. 2008. V. 78. N. 1. P. 74—79.

6. **Didier G., Ternisien E., Caspary O., Razik H.** A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis // Mech. Syst. Signal Pr. 2007. V. 21. N. 2. C. 1127—1142.

7. **Feldman M.** Hilbert transform in vibration analysis // Mech. Syst. Signal Pr. 2011. V. 25. N. 3. P. 735—802.

8. **Feldman M.** Considering high harmonics for identification of non-linear systems by Hilbert transform // Mech. Syst. Signal Pr. 2007. V. 21. N. 2. P. 943—958.

9. **Варжицкий Л. А.** Численное моделирование алгоритма и результаты натурного тестирования векторного анализатора // Вестник Самарской государственной академии путей сообщения. 2006. №. 6. С. 34—41.

10. **Лайонс Р., Бритов А. А.** Цифровая обработка сигналов. М.: Бином, 2007.

Дата принятия: 11.04.2016.

531.787

Теоретические основы проектирования вибростойких манометров

С. П. ПИРОГОВ, Д. А. ЧЕРЕНЦОВ

Тюменский индустриальный университет, Тюмень, Россия,
e-mail: Cherentsovda@bk.ru

Исследовано движение манометрической трубчатой пружины совершающей колебания в плоскости кривизны центральной оси в вязкой среде. Разработан программный комплекс для автоматического расчёта параметров затухания «Манометр». Проведена экспериментальная оценка достоверности полученных результатов.

Ключевые слова: параметры затухания, манометрическая трубчатая пружина.

The movement of manometric tubular spring as a thin-walled curved rod oscillating in the plane of curvature of the central axis in a viscous medium was investigated. The software package «Gauge» was developed. An experimental evaluation of the reliability of the obtained results was carried out.

Key words: damping parameters, tubular manometric spring.

В современных условиях эксплуатации систем добычи, транспортировки, хранения нефти и газа большое значение приобретают вопросы контроля основных параметров технологических процессов. Одним из таких параметров является рабочее давление. Приборы для его измерения должны иметь высокую надёжность и необходимую точность. Применение механических (стрелочных) манометров, где в качестве чувствительных элементов используют манометрическую трубчатую пружину (МТП), в ряде случаев регламентировано нормативной документацией.

Интенсивность и частота вибраций, пульсации давления негативно влияют на точность измерений, приводят к изнашиванию механизмов манометров, в связи с чем резко возрастают требования к защите МТП от вибраций. Одним из

решений данной проблемы является отстройка от резонансных частот, например, через изменения геометрических параметров жёсткости МТП. Данный метод, а также устройство гашения колебаний стрелки манометрических приборов и демпфирующее устройство рассмотрены в [1—3].

Более экономичный и простой метод виброзащиты — вибродемпфирование жидкостью. Пружину погружают в жидкость, при этом снижение амплитуд вибраций, в том числе в зоне резонанса зависит от коэффициента затухания колебаний. Приборы с жидким наполнителем корпуса выпускают серийно. Для оптимизации их проектирования необходима методика определения частоты и параметров затухания собственных колебаний МТП в зависимости от геометрических размеров (радиуса кривизны центральной оси R ; угла