

волне, генерируемой при разрушении пленки, при пороговых плотностях энергии лазерного импульса (примерно $2,5 \text{ Дж/см}^2$, плотность потока порядка 10^8 Вт/см^2) составляет примерно $10...100 \text{ кбар}$, что по порядку величины близко к амплитуде давления на фронте детонационной волны при взрыве АТМ [9]. Это обстоятельство позволило свести к минимуму

ошибку при оценке акустической задержки датчика и его временной привязке.

Стенд может быть использован для исследований кинетики развития любых катастрофических процессов, контроль за которыми может быть осуществлен измерениями шести описанных выше параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адуев Б.П., Алукер Э.Д., Белокуров Г.М., Кречетов А.Г. Кинетика развития взрывного разложения азидов серебра при инициировании лазерным импульсом // Химическая физика. – 1997. – Т. 16. – № 8. – С. 119–125.
2. Адуев Б.П., Алукер Э.Д., Белокуров Г.М., Захаров Ю.А., Кречетов А.Г. Взрывное разложение азидов тяжелых металлов // Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 1999. – Т. 116. – № 5 (11). – С. 1676–1693.
3. Адуев Б.П., Алукер Э.Д., Белокуров Г.М. и др. Предвзрывные явления в азидовых тяжелых металлов среды // Физика горения и взрыва. – 2000. – Т. 36. – № 5. – С. 78–89.
4. Коньков В.В., Кригер В.Г., Лисицын В.М., Ципилев В.П. Размерный эффект при лазерном инициировании кристаллов азидов серебра // Физико-химические процессы в неорганических материалах: Тез. докл. 8-й Междунар. конф., Кемерово, 2001. – Т. 2. – С. 62–64.
5. Ципилев В.П., Лисицын В.М., Корепанов В.И., Олешко В.И. Кинетика взрывного разложения азидов тяжелых металлов при лазерном импульсном инициировании // Радиационно-термические эффекты и процессы в неорганических материалах: Труды 3-й Междунар. конф., Томск, 2002. – С. 245–247.
6. Корепанов А.В., Лисицын В.М., Олешко В.И., Ципилев В.П. Исследование пространственно-временной структуры плазмы, образующейся при взрывном разложении AgN_3 // Радиационно-термические эффекты и процессы в неорганических материалах: Труды 3-й Междунар. конф., Томск, 2002. – С. 130–132.
7. Александров Е.И., Ципилев В.П. Размерный эффект при инициировании прессованного азидов свинца лазерным моноимпульсным излучением // Физика горения и взрыва. – 1981. – Т. 17. – № 5. – С. 77–81.
8. Александров Е.И., Каракуцев А.В., Ципилев В.П. Метод создания наносекундных импульсов сжатия в твердом теле для возбуждения химических реакций // Рук. деп. в ВИНТИ. 1979. № 247–79 Деп.
9. Баум Ф.А., Орленко Л.П., Шехтер Б.И., Станюкович К.П. Физика взрыва. – М.: Наука, 1975. – 704 с.

УДК 531.7.08

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТНЫХ ФАКТОРОВ И ПАРАМЕТРОВ НА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ

В.А. Васильев, В.А. Веремьев, А.И. Тихонов

Пензенский государственный университет
E-mail: paspen@rambler.ru

Представлены результаты экспериментальных исследований воздействия и влияния вибраций на пьезоэлектрический датчик давления, установленный в цилиндре двигателя внутреннего сгорания. Сделана оценка параметров частотных факторов, изучено влияние параметров на информативный сигнал датчика давления. Установлена связь между частотной погрешностью, граничной частотой и чувствительностью пьезоэлектрического датчика. Выработаны рекомендации по рациональному проектированию пьезоэлектрических датчиков давления.

Пьезоэлектрические датчики нашли широкое применение для измерения неэлектрических величин (давлений, силы, ускорений и др.) [1–4]. Достоинством пьезоэлектрических датчиков является то, что они могут быть эффективно использованы при измерении параметров быстропротекающих процессов. Именно поэтому пьезоэлектрические

датчики давления используют в большинстве случаев для измерения циклических давлений в цилиндрах двигателей внутреннего сгорания (ДВС) и импульсных давлений в баллистических установках.

При проектировании пьезоэлектрических датчиков давления, предназначенных для работы в сложных условиях эксплуатации, необходимо учитывать

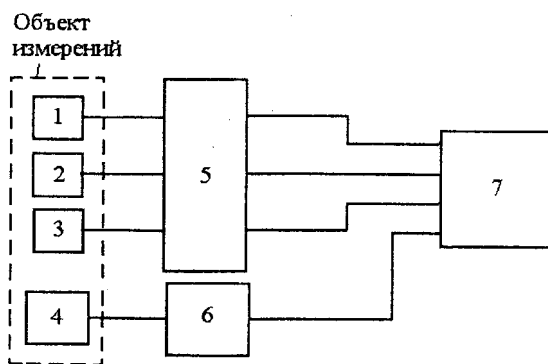


Рис. 1. Блок-схема измерений: 1, 2, 3) акселерометр АВС-032; 4) датчик давления Д-028; 5) многоканальный усилитель ИС 943-А; 6) зарядный усилитель П-143; 7) запоминающий осциллограф ТМП-108

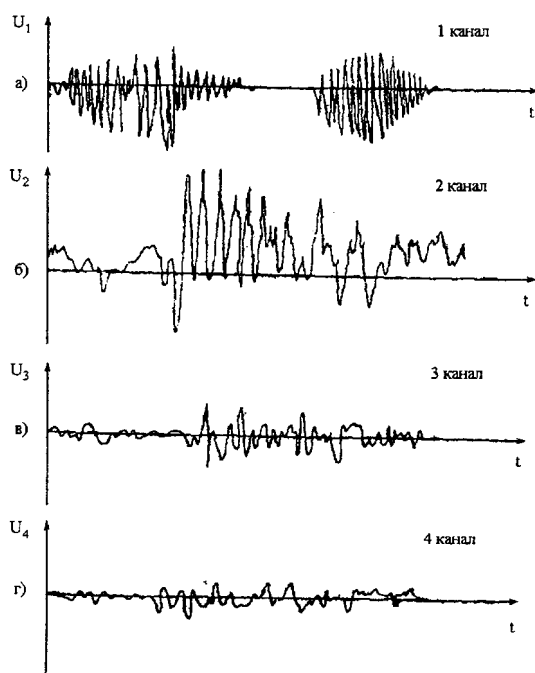


Рис. 2. Виброграммы по каналам измерений: а, б, в) каналы вибродатчиков; г) канал датчика давления

Таблица. Результаты экспериментальных исследований виброускорений

№ канала	U_{M_i} – максимальная амплитуда напряжения по виброграмме, В	f_i – частота, кГц	H_i – амплитуда составляющей виброускорения, ед. g
1	0,062	11	4,2
2	0,540	4,8	36
3	1,184	6,6	79
4	0,489	4,3	–

частотные факторы, действующие на датчик (переменное давление измеряемой среды, вибрации), и согласовывать их с собственными частотными параметрами датчика с целью уменьшения частотной погрешности [5, 6]. Для этого необходимо знание частотных процессов, протекающих в измеряемой среде, исследование и оценка параметров частотных факторов, изучение влияния частотных параметров на информативный сигнал датчика.

Объектом исследования был выбран охлаждаемый пьезоэлектрический датчик давления, установленный в цилиндре дизельного ДВС, и место установки датчика.

На датчик давления монтировались датчики виброускорений типа АВС-032 (пьезокварцевые): три датчика устанавливались во взаимно-перпендикулярных направлениях на специально отведённых местах. В гнездо блока двигателя устанавливалась заглушка (прокладка), предотвращающая воздействие давления на датчик. Датчик давления с установленными на нём датчиками виброускорений монтировался в гнездо головок блока двигателя.

Исследования состояли в определении амплитуд и частот виброускорений по трём взаимно-перпендикулярным направлениям в месте установки датчика на двигателе, а также изучении влияния виброускорений на выходной сигнал датчика давления. Блок-схема измерений показана на рис. 1.

Исследования по определению виброускорений и уровня "сигнал-шум" с датчика давления проводились одновременно. На максимально-напряжённом режиме работы двигателя (число оборотов 2600 об/мин) осуществлялась запись виброграмм на запоминающем осциллографе ТМП-108. Перед проведением экспериментальных исследований проводилась градуировка датчика давления с зарядным усилителем П-143. Каналы измерения с датчиками-акселерометрами типа АВС-32 не градуировались, использовались паспортные значения приборов.

На рис. 2 представлены виброграммы, снятые с трех датчиков-акселерометров типа АВС-032 (рис. 2, а, б, в) и виброграмма шума с датчика давления (рис. 2, г).

Из виброграмм были определены частоты для максимальных амплитуд сигналов, а также амплитуды составляющей виброускорения. Обработанные результаты экспериментальных исследований сведены в таблицу. Максимальная амплитуда шума в выходном сигнале датчика давления составила $U_m = 48,9$ мВ. В процентном отношении от номинального сигнала датчика это составляет:

$$\gamma = \frac{0,0489}{5,23} \cdot 100\% = 0,93\%$$

За номинальный сигнал принимался сигнал с датчика, соответствующий $P_{ном} = 5 \cdot 10^6$ Па (номинальное напряжение 5,23 В). Наиболее характерная частота шума была: $f_4 = 4,3$ кГц ($T = 0,232$ мс).

Проведённые исследования показали, что амплитуды составляющих виброускорений лежат в пре-

делах до 80g при работе двигателя в максимально-напряжённом режиме работы. По всем взаимно-перпендикулярным направлениям амплитуда различна и максимальна в вертикальном направлении, совпадающем с направлением движения поршня в цилиндре двигателя. Из этого следует вывод о том, что датчик целесообразно размещать на объекте измерения так, чтобы его ось была перпендикулярна оси движения поршня.

Виброускорения по всем направлениям имеют богатый спектр частот, наиболее характерные частоты приведены в таблице. Как показали измерения, частоты виброускорений лежат в пределах до 10...12 кГц.

Экспериментальные исследования влияния виброускорений на выбранную конструкцию датчика давления показали, что датчик имеет низкую чувствительность к виброускорениям. Деградация информации [5], оцененная как величина шума по отношению к полезному сигналу, составляет 0,93 % при $P_{ном} = 5 \cdot 10^6$ Па и 0,02 % при $P_{ном} = 2,5 \cdot 10^7$ Па.

При оценке деградации информации необходимо учитывать тот факт, что процесс преобразования и передачи информации инерционен. Всегда в процессе передачи информации присутствует временной или частотный фактор. При создании датчиков и систем управления, контроля и диагностики ДВС нельзя не принимать во внимание частоту измеряемого процесса и собственную частоту датчика. Несоответствие собственной частоты датчика и частоты измеряемого процесса может привести к искажению информативного сигнала и снижению информационной эффективности.

Рассмотрим процесс изменения давления в камере сгорания ДВС. Как видно из рис. 3, а процесс изменения давления в камере сгорания ДВС имеет сложный вид. Для достоверного воспроизведения такого процесса датчиком давления необходимо обосновать выбор граничной частоты чувствительного элемента датчика при его проектировании. Очевидно, что чем выше мгновенная скорость изменения процесса, тем большую граничную частоту должен иметь чувствительный элемент датчика. Наивысшая скорость изменения давления в камере сгорания ДВС соответствует периоду резкого нарастания давления (рис. 3, а, участок АВ). Во время этой фазы происходит самовоспламенение и сгорание части впрыснутого топлива при положении поршня около верхней мёртвой точки. В качестве критерия интенсивности нарастания давления можно принять отношение приращения давления газов ΔP к соответствующему углу поворота коленчатого вала $\Delta\varphi$:

$$I_p = \frac{\Delta P}{\Delta\varphi}.$$

Скорость нарастания давления, обеспечивающая мягкую работу двигателя, не должна превышать $(2...6) \cdot 10^5$ Па на 1° угла поворота коленчатого вала [7]. Приняв закон изменения давления на участке

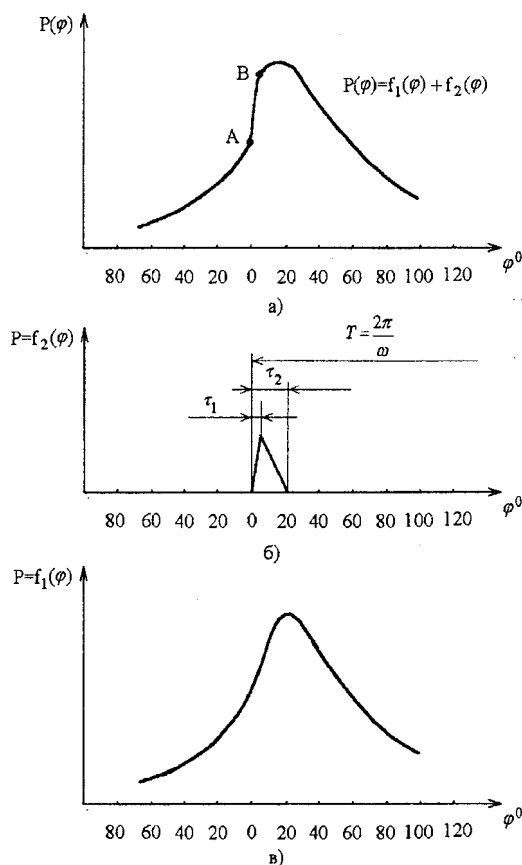


Рис. 3. Изменение давления в камере сгорания в зависимости от угла поворота коленчатого вала

АВ (рис. 3, а) линейным

$$P = I_p \varphi,$$

приведём это выражение к виду

$$P = k_1 t = I_p \omega \cdot t,$$

где k_1 – коэффициент пропорциональности; φ – угол поворота вала двигателя; ω – угловая частота вращения вала двигателя; t – время.

Сложную зависимость, изображённую на рис. 3, а, можно представить в виде суммы двух функций. Первая из этих функций имеет достаточно гладкую форму. Вторая – имеет крутой первый фронт, что требует для достоверного её воспроизведения широкий диапазон частот датчика давления. Данные функции изображены на рис. 3, б и рис. 3, в, где $P(\varphi) = f_1(\varphi) + f_2(\varphi)$. $P(\varphi)$ – индикаторная диаграмма, изображённая на рис. 3, а и приведённая далее к новой переменной – t .

Представим функцию, изображённую на рис. 3, б, в виде ряда Фурье:

$$P(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t - b_n \sin n\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \theta_n), \quad (1)$$

где $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\theta_n = -\arctg \frac{b_n}{a_n}$; $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

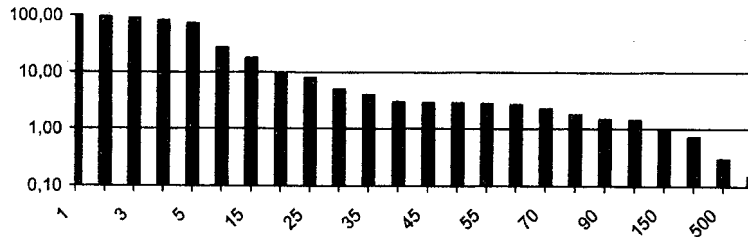


Рис. 4. Зависимость относительной частотной погрешности γ_n от номера гармоники n

Коэффициенты разложения в ряд Фурье a_n и b_n для функции, изображённой на рис. 3, б, имеют вид:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_1} k_1 t \cos n\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} (b - k_2 t) \cos n\omega t dt =$$

$$= \frac{1}{n\pi} \left[\sin n\omega\tau_2 (b - k_2\tau_2) + \sin n\omega\tau_1 (\tau_1(k_1 + k_2) - b) - \right.$$

$$\left. - \cos n\omega\tau_2 \frac{k_2}{n\omega} + \cos n\omega\tau_1 \left(\frac{k_1 + k_2}{n\omega} - \frac{k_1}{n\omega} \right) \right]. \quad (2)$$

Здесь принято $T\omega = 2\pi$.

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\tau_1} k_1 t \sin n\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{\tau_1}^{\tau_2} (b - k_2 t) \sin n\omega t dt =$$

$$\frac{1}{n\pi} \left\{ \cos n\omega\tau_1 [b - \tau_1(k_1 + k_2)] + \sin n\omega\tau_1 \frac{k_1 + k_2}{n\omega} + \right.$$

$$\left. + \cos n\omega\tau_2 (k_2\tau_2 - b) - \sin n\omega\tau_2 \frac{k_2}{n\omega} \right\}. \quad (3)$$

Относительная частотная погрешность γ в зависимости от номера гармоники n может быть оценена по формуле

$$\gamma_n = \frac{A_n}{A_1} \cdot 100 \%$$

Для этого необходимо определить коэффициенты A_n , входящие в формулу (1), с помощью выражений (2) и (3).

Если $k_1 = 1,76$ Па/с, $\omega = 50$ об/с, $\tau_1 = 3,96 \cdot 10^{-4}$ с, $\tau_2 = 1 \cdot 10^{-3}$ с, $k_2 = 7 \cdot 10^9$ Па/с, то зависимость относительной частотной погрешности γ_n от номера гармоники n имеет вид, изображенный на рис. 4.

Анализ показывает, что для обеспечения заданной частотной погрешности необходимо, чтобы граничная частота датчика давления для ДВС удовлетворяла условию:

$$f_{гр} \geq \omega n_\gamma k_3, \quad (4)$$

где n_γ – номер гармоники, соответствующий заданной частотной погрешности γ_n ; k_3 – коэффициент запаса по частотному диапазону.

Из выражения (4) и графика рис. 4 следует, что для достижения частотной погрешности $\gamma=1\%$ (при $\omega = 50$ об/с и $k_3 = 10$) необходимо, чтобы:

$$f_{гр} \geq 50 \cdot 150 \cdot 10 = 75000 \text{ Гц.}$$

Граничная частота $f_{гр}$ наряду с частотной погрешностью может служить критерием информационной эффективности датчика.

Обычно в датчиках давления никаких дополнительных устройств успокоения не делается, и успокоение создаётся за счёт внутренних свойств материалов чувствительных элементов. Поэтому частотный диапазон работы датчика полностью определяется собственной частотой чувствительного элемента. Чем выше частота, тем шире частотный диапазон работы датчика и тем меньше влияние внешних частотных факторов на его работоспособность.

Для рационального проектирования пьезоэлектрических датчиков давления необходимо не только установление связи между частотной погрешностью и граничной частотой. С целью оптимизации конструкции пьезоэлектрического датчика давления необходимо выявление и использование связи между граничной частотой, чувствительностью и частотной погрешностью.

Рассмотрим эквивалентную схему измерительной цепи пьезоэлектрического датчика давления, представленную на рис. 5. Выходное напряжение пьезоэлектрического датчика поступает в кабельную линию, характеризующуюся некоторым сопротивлением изоляции и ёмкости, и поступает на вход другого измерительного преобразователя (усилителя). Сопротивление R_n учитывает сопротивление изоляции кабеля и входное сопротивление усилителя. Ёмкость C – присоединённая ёмкость, равная эквивалентной ёмкости кабеля, входа усилителя и различных добавочных, компенсационных и регулировочных конденсаторов. C_0 и R_0 – собственная ёмкость и сопротивление пьезоэлемента.

Входной величиной этой цепи является выходное напряжение пьезоэлектрического датчика, которое, как известно [2], равно:

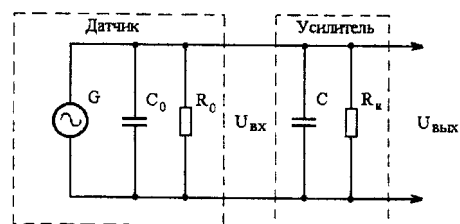


Рис. 5. Эквивалентная схема измерительной цепи пьезоэлектрического датчика давления

$$U_{\text{вх}} = \frac{K \cdot d_1 F}{C_0},$$

где K – конструктивный коэффициент, характеризующий размеры пьезоэлемента; d_1 – пьезоэлектрический модуль; F – сила, приложенная к пьезоэлектрическому элементу.

Выходное напряжение цепи, согласно [3]:

$$U_{\text{вых}} = \frac{K d_1 F \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C + C_0)^2}},$$

где R – эквивалентное сопротивление измерительной цепи.

Тогда функция информативного преобразования цепи:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\omega R C_0}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C + C_0)^2}} \cdot U_{\text{вх}} = K_{\text{ц}} \cdot U_{\text{вх}},$$

где $K_{\text{ц}} = \frac{\omega R C_0}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C + C_0)^2}}$ – чувствительность

измерительной цепи пьезоэлектрического датчика.

Чувствительность определяется соотношением собственной и присоединённой ёмкости датчика и

зависит от частоты. Обозначив $\omega_0 = \frac{1}{R(C + C_0)}$,

получим чувствительность цепи в следующем виде:

$$K_{\text{ц}} = \frac{R C_0}{\sqrt{\frac{1}{\omega_0^2} + \frac{1}{\omega^2}}}.$$

При $\omega \gg \omega_0$ чувствительность цепи не зависит от частоты:

$$K'_{\text{ц}} = \omega_0 R C_0 = \frac{C_0}{C + C_0}.$$

Частотная погрешность цепи:

$$\gamma_f = \frac{K_{\text{ц}} - K'_{\text{ц}}}{K'_{\text{ц}}} = \frac{\omega - \sqrt{1 + \omega^2}}{\sqrt{1 + \omega^2}}, \quad (5)$$

где $\omega = \frac{\omega}{\omega_0}$.

На рис. 6 представлена зависимость $\gamma_f = f(\omega)$, рассчитанная по выражению (5), из которой видно, что частотная погрешность резко падает по мере увеличения частоты измеряемого процесса, соответственно повышается информационная эффективность. При $\omega = 4$ частотная погрешность равна 2,9%, а при $\omega = 6$ она уменьшается более, чем вдвое, и равна 1,3%. Для допустимой частотной погрешности нижняя граничная частота является заданной и может быть вычислена по формуле (5). При $\gamma_f \ll 1$ из (5) получается следующее выражение для нижней граничной частоты:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{-2\gamma_f}}. \quad (6)$$

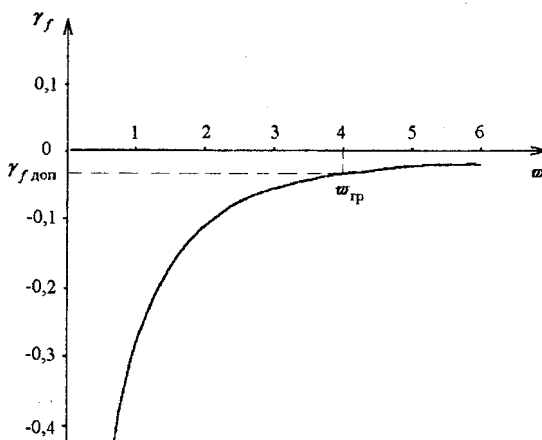


Рис. 6. Зависимость частотной погрешности γ_f от относительной частоты ω

Производя в выражении (6) замену $\omega = \frac{\omega}{\omega_0}$, подставляя значение ω_0 и, используя (5), получим связь между чувствительностью, нижней граничной частотой и частотной погрешностью в следующем виде:

$$\frac{K'_{\text{ц}}}{\omega \sqrt{-2\gamma_f}} = R C_0. \quad (7)$$

Знак минус в выражении (7) показывает, что частотная погрешность всегда отрицательна, и при использовании этого выражения γ_f следует брать со знаком минус. Как видно из выражения (7), при заданных величинах R и C_0 заданным является соотношение между чувствительностью цепи, нижней граничной частотой и амплитудно-частотной погрешностью. Увеличение чувствительности можно производить за счёт увеличения нижней граничной частоты или амплитудно-частотной погрешности; уменьшение нижней граничной частоты – за счёт уменьшения чувствительности или увеличения амплитудно-частотной погрешности; уменьшение амплитудно-частотной погрешности – за счёт уменьшения чувствительности и увеличения нижней граничной частоты. Улучшение одного из показателей возможно в этом случае только за счёт ухудшения других.

Из выражения (7) также видны направления совершенствования датчика: обеспечение максимально возможного сопротивления изоляции пьезоэлемента, кабеля, входного сопротивления усилителя и выбор материала и конструкции пьезоэлемента, обеспечивающих максимальную собственную ёмкость.

Следует заметить, что величина ёмкости C , влияющая на чувствительность датчика, не определяет его качественных характеристик. Посредством этой ёмкости чувствительность можно трансформировать в частотный диапазон измерения: увеличивая присоединённую ёмкость, получаем уменьшение чувствительности датчика с одновременным увеличением частотного диапазона работы в сторону низких частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мокров Е.А. Пьезоэлектрические преобразователи быстропеременных давлений для ракетно-космической техники // Методы и средства измерения в системах контроля и управления: Труды междунар. научно-техн. конф. / Под ред. М.А. Щербакова. – Пенза: Информационно-издательский центр Пенз. гос. ун-та, 2002. – С. 3–4.
2. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего. – М.: Машиностроение, 1979.
3. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В. Новицкого. – М., Энергия, 1975.
4. А. с. 1454378 СССР. МКИ А61В 5/02. Датчик пульса / А.И. Тихонов, В.А. Васильев, Д.Г. Дегтярев, М.Е. Курепов. – Б.И. № 4 от 30.01.1989 г.
5. Васильев В.А. Уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на информативный сигнал датчиков // Датчики и системы. – 2002. – № 4. – С. 12–15.
6. Васильев В.А. Повышение информационной эффективности датчиков // Методы и средства измерения в системах контроля и управления: Труды междунар. научно-техн. конф. / Под ред. М.А. Щербакова. – Пенза: Информационно-издательский центр Пенз. гос. ун-та, 2002. – С. 6–8.
7. Дизели. Справочное пособие конструктора. – Л.: Государственное научно-техническое издательство машиностроительной литературы, 1957.

УДК 621.382.323

СИНТЕЗ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ С МАЛЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

В.Л. Ким

Томский политехнический университет
E-mail: sov@camsam.tpu.ru

Предложена методика синтеза управляемых аттенуаторов (УА) на полевых транзисторах с малыми нелинейными искажениями и развязкой сигнальной и управляющей цепей. Реализация УА на двоярных полевых транзисторах позволяет снизить коэффициент второй гармоники до 0,3 % в диапазоне частот до 100 кГц.

В электронных и радиотехнических устройствах, системах автоматического регулирования, в средствах измерений и контроля широко применяются управляемые аттенуаторы. Основными требованиями к УА являются: обеспечение необходимого динамического диапазона изменения коэффициента передачи при приемлемом уровне нелинейных искажений в широкой полосе частот и малая инерционность по управляющему входу. С функциональной точки зрения УА представляет собой переменное устройство, построенное на нелинейных элементах (НЭ). Сравнительные характеристики различных НЭ (диодов, биполярных и полевых транзисторов, варикапов, фотоэлектрических приборов и других) приведены в [1, 2]. Методом экспертных оценок [2] выявлено, что одним из наиболее близких к свойствам идеального УА является полевой транзистор (ПТ). ПТ в качестве УА имеет ряд преимуществ: безынерционность, незначительное потребление мощности от источника управляющего напряжения, возможность работы без постоянного смещения на стоке, надежность и малые размеры.

В широкополосных УА на ПТ, работающих в диапазоне частот от нуля и выше, необходимо осуществить развязку (изоляция) сигнальных и управляющих цепей для исключения появления дополни-

тельных погрешностей выходного сигнала, например, постоянной составляющей $U_{\text{вых0}}$. В таких УА в качестве элемента развязки применяются активные элементы (усилители или повторители). Последние усложняют схему и конструкцию УА, а также приводят к появлению дополнительных частотных и фазовых искажений выходного сигнала.

Поставим следующую задачу: синтезировать УА с малым уровнем вносимых нелинейных искажений и развязкой сигнальных и управляющих цепей. При синтезе в качестве исходного УА выберем известный аттенуатор на ПТ с резистором в цепи стока [3], в котором практически полностью развязаны сигнальные и управляющие цепи. Тогда общая задача синтеза УА с малым значением коэффициента гармоник выходного сигнала.

Отметим, что в УА на ПТ нелинейные искажения в основном определяются уровнем второй гармоники напряжения на стоке [4].

Канал ПТ при низких уровнях напряжения стока можно рассматривать как нелинейный переменный резистор, сопротивление которого зависит от напряжения затвор-исток. Представим ПТ в виде пассивного трехполюсного нелинейного элемента с узлами 1, 2, 3 (1, 3 – сигнальные, 2 – управляющий) и управляемого задающим напряжением U_2 (рис. 1).