

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

ЗЕМЛЯКОВ В.Л.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТОВ
ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ**

Учебно-методическое пособие

**Ростов-на-Дону
2009**

В методическом пособии рассмотрены методы определения параметров пьезокерамических материалов и элементов при импульсном воздействии.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
РАЗДЕЛ 1. ХАРАКТЕРИСТИКА ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ	6
РАЗДЕЛ 2. РЕАКЦИЯ ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТА НА ИМПУЛЬСНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ	13
РАЗДЕЛ 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ	18
3.1. Применение теоремы взаимности	18
3.2. Определение параметров эквивалентной схемы	25
3.3. Определение параметров пьезоматериала	31
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	36
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	36

ВВЕДЕНИЕ

Пьезоэлектрические керамические материалы (ПКМ) представляют собой сегнетоэлектрические соединения или их твердые растворы, полученные синтезированием из смеси различных оксидов и солей.

Основу большинства современных ПКМ составляют твердые растворы титаната-цирконата свинца (ЦТС), модифицированные различными компонентами и добавками. Выпускаются также ПКМ на основе титаната бария (ТБ), титаната свинца (ТС), ниобата свинца (НС), титаната висмута (ТВ).

В зависимости от основного назначения ПКМ подразделяются следующим образом.

1. Сегнетомягкие ПКМ. Применяются для изготовления высокочувствительных преобразователей, работающих без жестких требований по стабильности параметров к воздействию дестабилизирующих факторов (повышенных температур, электрических и механических полей).

ПКМ общего назначения. К ним относятся материалы ЦТС-19 и ЦТС-19(цт). ЦТС-19(цт) является модификацией ЦТС-19 с повышенными значениями пьезоэлектрических модулей. Это повышение достигнуто за счет замены сырьевых компонентов оксида циркония и оксида титана на специально разработанное высокоактивное сырье — титанат циркония (цт).

ПКМ специального назначения с пониженной диэлектрической проницаемостью и высокой чувствительностью в режиме приема. К ним относится материал ЦТС-36, выпускаемый обычно в виде горячепрессованных блоков и предназначенный главным образом для изготовления преобразователей ультразвуковых линий задержки. ПКМ

специального назначения с повышенными значениями диэлектрической проницаемости и пьезомодулей. К ним относится материал НЦТС-2.

2. Сегнетожесткие ПКМ. Применяются для изготовления преобразователей, работающих в режиме приема и (или) излучения в условиях воздействия сильных электрических полей и (или) механических напряжений. К ним относятся материалы ЦТС-23, ЦТССт-3(цт), а также ЦТБС-3. Материалы ЦТС-23 и ЦТССт-3(цт) хорошо зарекомендовали себя при использовании в пьезоэлементах систем зажигания и гидроакустики. ЦТССт-3(цт) и ЦТБС-3 можно рекомендовать для изготовления пьезотрансформаторов и ультразвуковых излучателей повышенной мощности.

В настоящее время разработана феноменологическая теория пьезоэффекта, связывающая деформации и механические напряжения с электрическим полем и поляризацией. Установлена система параметров, определяющих эффективность пьезоэлектрика.

Наиболее употребителен пьезоэлектрический модуль (пьезомодуль) d_{ij} , определяющий плотность возникающего заряда при данном приложенном механическом напряжении. Пьезомодуль является тензором, и поэтому может иметь несколько его независимых значений.

При исследовании параметров отдельных пьезоэлементов их рассматривают как пьезоэлектрические резонаторы, которые характеризуются тремя основными видами параметров:

- электрические параметры (емкость на низкой частоте),
- механические параметры (частота резонанса и механическая добротность),
- параметры, связывающие электрическую и механическую стороны ПКЭ и характеризующие процесс преобразования электрической энергии в механическую (и наоборот, механической в электрическую).

К последнему виду параметров чаще всего относят эффективный коэффициент электромеханической связи k_e , являющийся обобщенной характеристикой резонатора для произвольной моды колебаний. Величина k_e^2 характеризует отношение механической энергии, запасенной на определенной моде колебаний, ко всей энергии, полученной от электрического источника.

При определении параметров ПКМ и элементов обычно имеется в виду возможность определения всего комплекса или отдельных значений их параметров. С этой целью могут быть применены все методы, описанные в пособии.

РАЗДЕЛ 1. ХАРАКТЕРИСТИКА ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Периодические импульсные воздействия

Из математического анализа известно, что периодическая несинусоидальная функция $x(t)$, удовлетворяющая условию Дирихле, может быть разложена в ряд Фурье, который представляет собой бесконечную сумму гармонических составляющих: основной гармоники $\omega_1 = 2\pi/T$ и высших гармонических составляющих, частоты которых кратны основной частоте. Каждая гармоника характеризуется своей максимальной амплитудой A_{mk} , начальной фазой φ_k и частотой $\omega_k = k\omega_1$, где $k=1, 2, \dots$

Иными словами, периодическое электрическое воздействие любой формы можно представить в виде суммы гармонических воздействий кратных частот с определенной амплитудой и фазой.

В тригонометрической форме ряд Фурье имеет вид

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \cos(\omega_k t + \varphi_k),$$

где

$$A_0 = \left(\frac{1}{T}\right) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) dt$$

представляет собой постоянную составляющую, равную среднему за период значению.

В комплексной форме ряд Фурье можно записать в виде

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \dot{A}_{mk} e^{jk\omega_1 t}, \quad (1)$$

где \dot{A}_{mk} - комплексные амплитуды гармоник

$$\dot{A}_{mk} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt = A_{mk} e^{-j\varphi_k}. \quad (2)$$

Амплитуды \dot{A}_{mk} образуют комплексный частотный спектр. Значение A_{mk} называют амплитудным спектром, φ_k - фазовым спектром электрического воздействия $x(t)$.

Зная комплексные амплитуды ряда Фурье, можно определить мгновенное значение негармонического колебания по формуле

$$x(t) = A_0 + \operatorname{Re}\left(\sum_{k=1}^{\infty} \dot{A}_{mk} e^{jk\omega_1 t}\right).$$

Рассмотрим спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов напряжения длительностью τ_u с периодом следования T и максимальным значением амплитуды E .

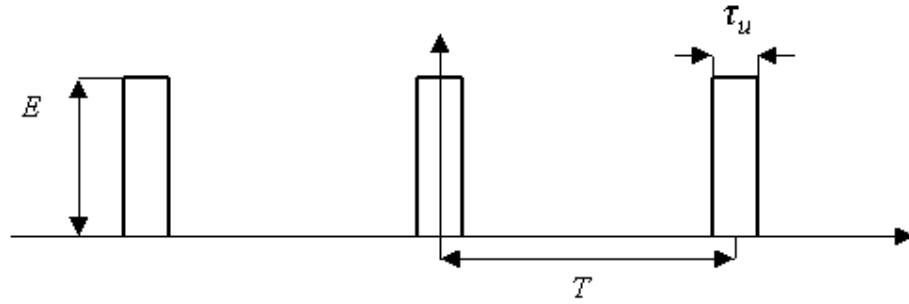


Рис. 1. Последовательность прямоугольных импульсов

Комплексные амплитуды спектральных составляющих рассчитываются по (2):

$$U_{mk} = \frac{2E}{T} \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{2E}{T} \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} e^{-jk\omega_1 t} dt = 2E \frac{\tau_u}{T} \frac{\sin \frac{k\omega_1 \tau_u}{2}}{\frac{k\omega_1 \tau_u}{2}} = 2E \frac{\tau_u}{T} \frac{\sin x}{x},$$

где $x = k\omega_1 \tau_u / 2$. Функция $\frac{\sin x}{x}$ осциллирует, затухая с ростом x , и проходит через 0 в точках $x = \pm\pi, \pm 2\pi$

Спектр последовательности прямоугольных импульсов показан на рис. 2.

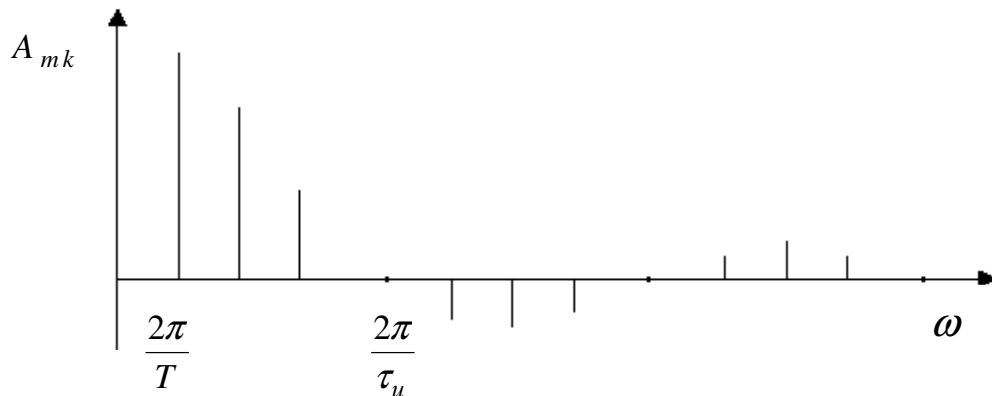


Рис. 2. Спектр последовательности прямоугольных импульсов

Периодическое воздействие в виде последовательности прямоугольных импульсов имеет дискретный (линейчатый) спектр, в

котором расстояние между гармониками $\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}$. С увеличением периода T плотность спектральных линий возрастает, а амплитуды гармонических составляющих уменьшаются.

Помимо последовательности прямоугольных импульсов напряжения или тока применяется и последовательность импульсов в виде отрезков синусоиды с частотой колебаний ω_0 (рис.3а). Импульс такой формы еще называют радиоимпульсом или импульсом с синусоидальным заполнением.

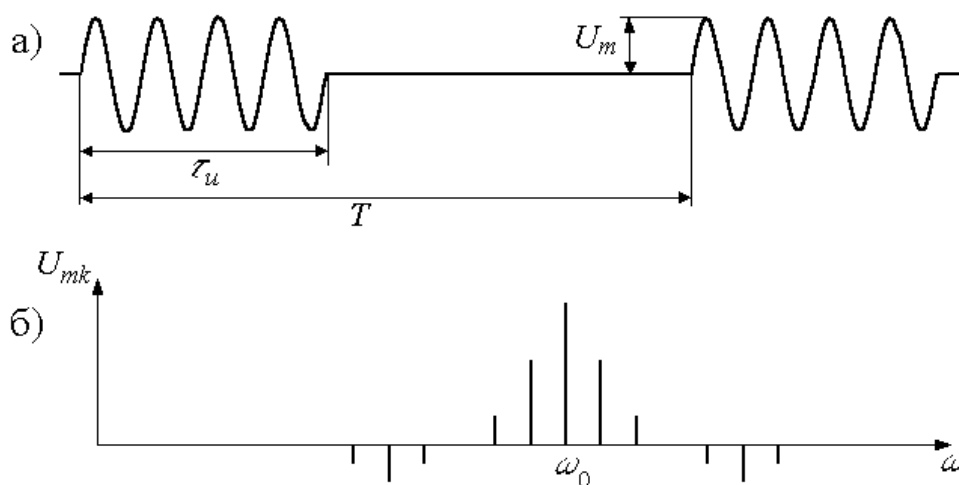


Рис. 3. Последовательность импульсов с синусоидальным заполнением

Математически радиоимпульс можно представить как произведение прямоугольного импульса и гармонического колебания. На рис.3б показан примерный спектр последовательности радиоимпульсов, который внешне повторяет спектр последовательности прямоугольных импульсов, но сдвинут по оси частот на ω_0 .

Непериодические воздействия

Непериодическое воздействие можно рассматривать как предел периодического при $T \rightarrow \infty$. При этом, частоты соседних гармоник окажутся сколь угодно близкими, то есть дискретную переменную $k\omega_1$ можно заменить непрерывной переменной ω - текущей частотой, $\Delta\omega \rightarrow d\omega$, а операцию суммирования операцией интегрирования.

Амплитудные коэффициенты A_{mk} становятся неограниченно малыми из-за наличия величины T в знаменателе. Поэтому для характеристики спектра воздействия вводят другую комплексную функцию – спектральную плотность $\dot{S}(\omega)$: $\dot{S}(\omega) = \frac{T}{2} \dot{A}_{mk}$. Тогда из (2) получим

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

Подставляя спектральную плотность $S(\omega)$ в выражение для ряда Фурье (1), а, также учитывая, что $\frac{1}{T} = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$, в результате перехода к интегралу при указанных ранее условиях, получаем следующее выражение

$$\dot{x}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4)$$

Соотношения (3) и (4) представляют собой пару преобразований Фурье: первое – прямое преобразование Фурье – позволяет определить спектральную плотность несинусоидального воздействия, если оно задано некоторой функцией времени, второе – обратное преобразование Фурье – позволяет определить форму воздействия по его спектральной плотности.

Для исследования характеристик цепей помимо прямоугольного и экспоненциального импульсов используют другие импульсные воздействия. Наибольшее распространение получили: единичная

ступенчатая функция $\delta_1(t)$ (функция включения) и единичная импульсная функция $\delta(t)$ или дельта-функция (дельта-импульс).

Единичное ступенчатое воздействие $\delta_1(t)$ характеризует возмущение в цепи при включении на ее вход идеализированного источника напряжения или тока с помощью идеального ключа, обладающего нулевым сопротивлением, и представляет собой функцию, которая в некоторый момент времени, например, момент времени $t = 0$ изменяется скачком от 0 до 1 (рис.4а).

Аналитическая запись единичной ступенчатой функции

$$\delta_1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < 0 \\ 1, & \text{при } t \geq 0 \end{cases}.$$

Умножение некоторой функции на единичную ступенчатую функцию обращает ее в ноль при $t < 0$ и оставляет без изменения при $t > 0$.

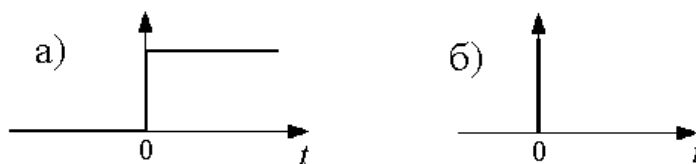


Рис. 4. Единичные ступенчатая и импульсная функции

Единичная импульсная функция $\delta(t)$ представляет собой идеализированное импульсное воздействие, длительность которого бесконечно мала, а размах неограниченно велик, так что произведение амплитуды на длительность (площадь импульса) равняется 1. Если единичная импульсная функция возникает в момент времени $t = 0$ (рис.4б), то, очевидно, она равна нулю при всех значениях времени, кроме $t = 0$.

Аналитическая запись дельта - функции имеет вид $\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq 0 \\ \infty, & \text{при } t = 0 \end{cases}$,

причем $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$.

Единичную импульсную функцию можно рассматривать как производную от единичной ступенчатой функции $\delta(t) = \frac{d\delta_1(t)}{dt}$.

Произведение некоторой функции $x(t)$ на единичную импульсную функцию отлично от нуля только при $t=0$, а интеграл от этого

произведения $\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t)dt = x(0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = x(0)$.

Используя этот факт, получаем, что спектральная плотность единичной импульсной функции возникающей в момент времени $t=0$ вещественна и равна единице для всех частот:

$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega \cdot 0} = 1$. Если дельта-импульс возникает не в

момент времени $t=0$, а сдвинут на время τ , то имеет место запаздывание единичной импульсной функции и его спектральная плотность

$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-\tau)e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega\tau}$.

Амплитудный спектр дельта-импульса по-прежнему равен единице во всем частотном диапазоне, то есть амплитуды гармоник не зависят от его положения на оси времени. В то же время фазовый спектр изменяется. То есть, при $\delta(0)$ синфазное сложение гармоник имеет место при $t=0$, а при запаздывании единичной импульсной функции на время τ - соответственно в момент времени τ .

Ступенчатую и импульсную функции широко используют в качестве тестовых сигналов в электрических цепях. Реакцию свободной от

начального запаса энергии цепи на единичное ступенчатое воздействие называют переходной характеристикой цепи и обычно обозначают $h(t)$. Реакцию цепи на единичное импульсное воздействие (дельта-импульс) называют импульсной переходной характеристикой и обозначают обычно $g(t)$. Причем не обязательно, чтобы амплитуда реального импульса была бесконечно велика, а длительность бесконечно мала. Достаточно, чтобы длительность импульса была мала по сравнению с некоторым характерным временем (постоянной времени) исследуемой цепи или по сравнению с периодом собственных колебаний цепи.

РАЗДЕЛ 2. РЕАКЦИЯ ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТА НА ИМПУЛЬСНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ

Если на ПКЭ, описываемый одноконтурной эквивалентной электрической схемой (рис. 5) [1], воздействовать прямоугольным видеопульсом (дельта-импульсом или скачком напряжения), то, после прекращения действия импульса, на экране осциллографа будет наблюдаться экспоненциально-затухающий переходной процесс.

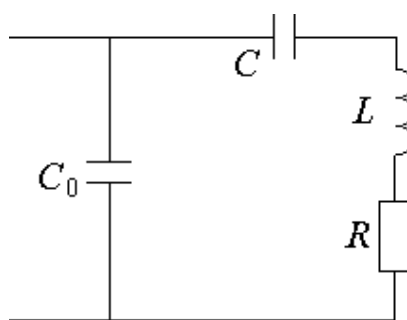


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема ПКЭ

На рис. 5 C , L и R соответственно динамические емкость, индуктивность и сопротивление.

Для получения необходимых соотношений воспользуемся тем фактом, что импульсная характеристика $g(t)$, определяемая как реакция

ПКЭ на действие дельта-импульса и характеризующая переходной процесс, связана с коэффициентом передачи тока или напряжения, когда ПКЭ включен как четырехполосник по схеме измерения проводимости или сопротивления [1], преобразованием Фурье. Этот факт подтверждают следующие простые рассуждения.

Если на четырехполосник действует дельта-импульс $\delta(t - \tau)$, со спектральной плотностью $\dot{S}(\omega)$, то на его выходе должна быть импульсная характеристика. Учитывая, что для дельта-импульса $\delta(t - \tau)$ спектральная плотность $\dot{S}(\omega) = e^{-j\omega\tau}$, можно записать

$$g(t - \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(\omega) e^{j\omega(t - \tau)} d\omega,$$

где $\dot{K}(\omega)$ - коэффициент передачи. То есть импульсная характеристика и коэффициент передачи цепи связаны преобразованием Фурье.

Можно рассматривать два коэффициента передачи: первый из них характеризует отношение тока через ПКЭ к возбуждающему его напряжению, что совпадает с проводимостью, второй характеризует отношение напряжения на ПКЭ к возбуждающему его току, то есть соответствует его импедансной характеристике. При анализе отклика ПКЭ на действие импульса первый коэффициент передачи соответствует переходному процессу при закороченных электродах, второй коэффициент передачи - переходному процессу в режиме холостого хода на электрической стороне ПКЭ.

Будем рассматривать случай, когда после окончания действия импульса электроды ПКЭ закорочены, то есть речь идет о проводимости, которая определяется формулой

$$\dot{Y}(\omega) = j\omega C_0 + \frac{1}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)},$$

а импульсная характеристика имеет вид:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Преобразуем $\dot{Y}(\omega)$ к виду

$$\dot{Y}(\omega) = \frac{\alpha}{R} \frac{\alpha - j(\omega - \omega_p)}{\alpha^2 + (\omega - \omega_p)^2},$$

где $\alpha = \omega_p / 2Q_M$, ω_p - частота резонанса, Q_M - добротность ПКЭ..

Последние два соотношения позволяют записать следующую формулу для импульсной характеристики ПКЭ в режиме короткого замыкания электродов во время переходного процесса

$$g(t) = \frac{\omega_p}{RQ_M} e^{-\alpha t} \cos \omega_p t.$$

Если на ПКЭ воздействует видеоимпульс длительностью τ и амплитудой E , то ток в переходном процессе $J_{кз}$ определится сверткой входного сигнала с импульсной характеристикой. В итоге получим

$$J_{кз} = E\tau \frac{\sin(\omega_p \tau / 2)}{\omega_p \tau / 2} \cdot \frac{1}{L} e^{-\alpha t} \cos \omega_p t = J_{0кз} e^{-\alpha t} \cos \omega_p t.$$

Откуда следует, что амплитуда тока вначале переходного процесса $J_{0кз}$ определяется параметрами видеоимпульса и параметрами ПКЭ, в частности, значением динамической индуктивности.

Если установить длительность и период следования прямоугольных импульсов достаточно большими, чтобы успевал закончиться переходной процесс, то можно говорить о реакции ПКЭ на скачок напряжения. В этом случае имеет смысл провести аналогию между рассматриваемым случаем и классической задачей из курса «Теории линейных электрических цепей» о разряде конденсатора при последовательном его соединении с индуктивным и резистивным элементами. Разрядный ток будет равен

$$J_{кз} = \frac{E}{\omega_p L} e^{-\alpha t} \sin \omega_p t.$$

Пример схемы измерений и осциллограммы тока (напряжения $E_{кз}$ на резисторе R_B) показан на рис. 6.

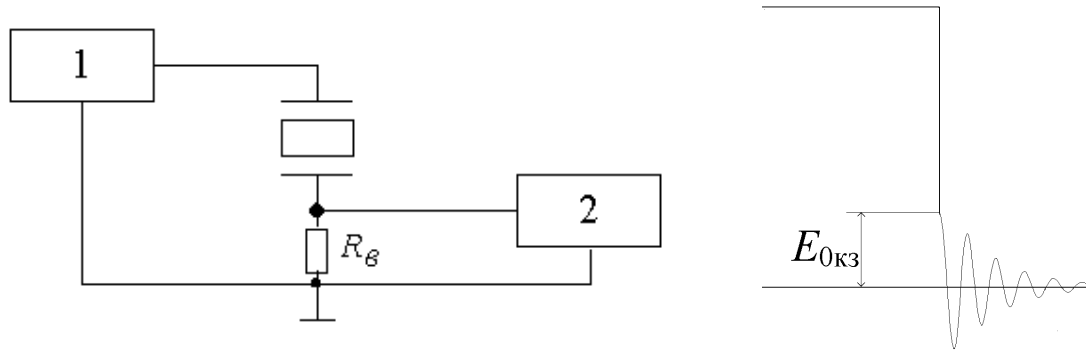


Рис. 6. Схема измерений при возбуждении ПКЭ прямоугольным импульсом или скачком напряжения

На рис. 6 использованы обозначения: 1 – генератор импульсов с низким выходным сопротивлением, 2 – осциллограф.

При возбуждении ПКЭ радиоимпульсом, с заполнением сигналом вида $U_0 \sin \omega_p t$ в силу резонанса напряжений в последовательной RLC цепи амплитуда тока вначале переходного процесса при закороченных электродах будет равна

$$J_{0кз} = U_0 \frac{1}{L} \frac{Q_M}{\omega_p} = U_0 \omega_p C Q = \frac{U_0}{R}.$$

Как видно из приведенных соотношений при исследовании ПКЭ возбуждение радиоимпульсом с частотой заполнения, равной частоте механического резонанса является более эффективным, чем возбуждение электрическим видеоимпульсом, причем, удастся выделить из переходного процесса колебания на определенной моде, значительно ослабив колебания на других резонансных частотах. Соответствие частоты заполнения радиоимпульса частоте ω_p можно определить либо по

наибольшей длительности переходного процесса, либо по максимальному значению амплитуды сигнала в начале переходного процесса.

На рис. 7 приведена схема, реализующая измерения при возбуждении ПКЭ радиоимпульсом и типовая осциллограмма тока.

Введены обозначения: 1 - генератор синусоидальных сигналов, 2 - формирователь радиоимпульсов, 3 – усилитель мощности с низким выходным сопротивлением, 4 – осциллограф. Величина резистора $R_B \ll R$.

Добротность ПКЭ определяется по скорости затухания переходного процесса: $Q_M = \pi n / \ln(J_1/J_2)$, в которой n - число периодов, за которое амплитуда сигнала в переходном процессе уменьшилась от J_1 до J_2 .

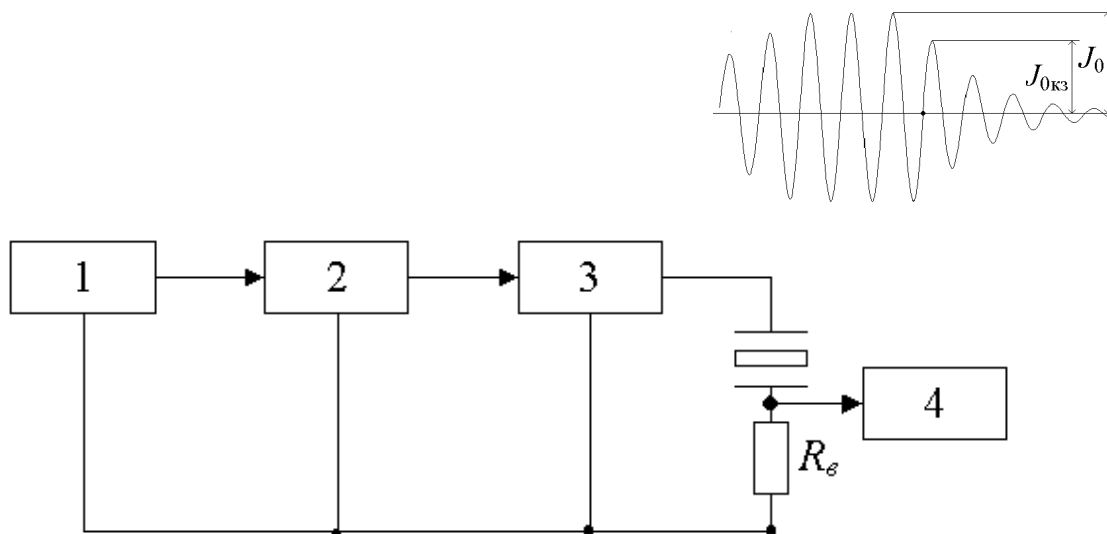


Рис. 7. Схема измерений при возбуждении ПКЭ радиоимпульсом

Для определения параметров эквивалентной электрической схемы ПКЭ измеряют частоту механического резонанса ω_p , амплитуду тока в начале переходного процесса $J_{0кз}$ и механическую добротность Q_M :

$$R = \frac{U_0}{J_{0кз}}; \quad C = \frac{1}{Q_M \omega_p R}; \quad L = \frac{Q_M R}{\omega_p}.$$

Если после окончания действия импульса электроды ПКЭ разомкнуты (режим холостого хода), то для определения импульсной характеристики

нужно заменить проводимость ПКЭ на его сопротивление. Сделав соответствующие преобразования можно получить следующий результат, описанный в [2]: при возбуждении ПКЭ радиоимпульсом отношение амплитуды напряжения вначале переходного процесса при разомкнутых электродах к амплитуде напряжения, возбуждающего ПКЭ, равно

$$U_{xx} = U_0 \frac{Q_m}{r_c} e^{-\alpha t} \sin \omega_a t.$$

Частотная характеристика проводимости и реакция на импульсное возбуждение несут практически одинаковую информацию о динамических свойствах ПКЭ. Только в случае измерения проводимости эта информация представляется в частотной области, а в случае импульсной характеристики – во временной области.

Как правило, измерение частотных характеристик дает более высокую точность определения параметров ПКЭ, но требует определенных затрат времени. При импульсном же воздействии измерения выполняются значительно быстрее, однако реализовать высокую точность затруднительно.

РАЗДЕЛ 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

3.1. Применение теоремы взаимности

В классических вариантах градуировка строится либо по схеме трех измерений (трех преобразователей), либо по схеме самовзаимности. В том и другом случае получение необходимой количественной информации о различных режимах функционирования обратимого преобразователя (излучение и прием) осуществляется с помощью внешних вспомогательных средств: преобразователей или отражающего экрана, имитирующего вспомогательный идентичный преобразователь.

Соответственно и постоянная метода (параметр взаимности), определяемая акустической связью между преобразователями, также зависит от внешних факторов: граничных условий, состояния рабочей среды и т. д. Последнее в некоторых случаях (например, при измерениях в изменяющихся условиях эксплуатации) накладывает ограничение на возможности градуировки по методу взаимности. Вместе с тем до настоящего времени остается не исследованной вытекающая из теоремы взаимности возможность градуировки электроакустического преобразователя без привлечения каких-либо внешних (по отношению к преобразователю) средств. Для доказательства такой возможности рассмотрим теорему взаимности для электроакустического преобразователя:

$$P_1 V_2 - P_2 V_1 = U_1 I_1 - U_2 I_2,$$

где $P_{1(2)}; V_{1(2)}; U_{1(2)}; I_{1(2)}$ — усредненные по рабочей поверхности преобразователя значения давления и объемной скорости и соответствующие им значения напряжения и тока на электрической стороне для двух состояний, условно обозначенных индексами 1 и 2.

Далее будем считать, что индекс 1 соответствует режиму излучения, а индекс 2 — режиму приема. Из приведенной формулы для преобразователей с большим импедансом ($P_2 / V_2 \gg P_1 / V_1$) - следуют следствия, определяющие чувствительность преобразователя для двух вариантов его использования: с усилителем напряжения и усилителем заряда:

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{U_2}{P_2} \Big|_{I_2=0} = M_{xx}$$

$$\frac{V_1}{U_1} = \frac{I_2}{P_2} \Big|_{U_2=0} = M_q \omega$$

где M_{xx} — чувствительность «по напряжению» (при холостом ходе); $M_q = q_2 / P_2 = I_2 / \omega P_2$ — чувствительность «по заряду» (q_2 — заряд на электрической стороне при возбуждении преобразователя давлением P_2).

Предположим, что преобразователь возбуждается напряжением $U_1(t) = U \cos(\omega t + \varphi)$, которое отключается в момент времени $t = 0$. Рассмотрим реакцию акустической и электрической сторон преобразователя на такое возбуждение. Для преобразователей, функционирующих в дорезонансной и резонансной областях, реакция акустической стороны в виде $V(t)$ описывается уравнением

$$m \frac{dV(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int V(t) dt + RV = A_1 U(t),$$

где m, C, R — эффективные масса, гибкость и сопротивление потерь соответственно; $A_1 = P/U$ — фактор силы или коэффициент трансформации. Действительное решение представленного уравнения для свободных затухающих колебаний запишем в виде

$$V_c(t) = V_c l^{-\delta} \cos(\omega_0 t + \varphi_c)$$

где $V_c(t), V_c$ — мгновенное и амплитудное значение скорости; δ — декремент затухания; ω_0, φ_c — частота и фаза собственных колебаний соответственно.

Начальные условия для определения V_c и φ_c следуют из условия непрерывности скорости и смещения $\xi(t)$ в момент отключения возбуждения $t = 0$: $V_B(0) = V_C(0) = (A_1 U / Z) \cos \varphi_B$; $\xi(0) = \xi_c(0) = (A_1 U / \omega Z) \sin \varphi_B$, где V_B, φ_B — скорость и фаза вынужденных колебаний; ξ_B, ξ_C — смещение вынужденных и свободных колебаний соответственно; $Z = A_1 U / V$ — импеданс акустической стороны

преобразователя. С учетом приведенных начальных условий получаем соотношения для V_C и φ_C :

$$V_C = A_1 U / \left[|Z| (\cos^2 \varphi_C + (\omega^2 / \omega_0^2) \sin^2 \varphi_C)^{1/2} \right]; \quad \operatorname{tg} \varphi_C = (\omega_0 / \omega) \operatorname{tg} \varphi_C$$

Отметим, что в зависимости от условий на электрической стороне ($I_2 = 0$ или $U_2 = 0$) гибкость C принимает различные значения. Соответственно ω_0 также имеет разные значения. Для короткого замыкания ω_0 стремится к частоте резонанса ω_p , а для холостого хода — к частоте антирезонанса ω_a .

Рассмотрим теперь реакцию электрической стороны. Будем предполагать, что преобразователь на электрической стороне нагружен на сопротивление r . Для дальнейшего анализа достаточно исследовать два случая:

$1/r \gg |Y_0| = \omega_0 C_0$ — условие короткого замыкания и $1/r \ll |Y_0|$ — условие холостого хода ($Y_0; C_0$ — электрические проводимость и емкость преобразователя при $V = 0$). В первом случае ток $I_{кз}(t)$ через сопротивление r (ток короткого замыкания) в соответствии с законом Кирхгофа будет иметь две составляющие: $I_{кз}(t) = I_{C_0} + I_V$, где I_{C_0} — ток разряда емкости C_0 ; I_V — ток, вызванный колебаниями акустической стороны со скоростью $V_C(t)$.

Последнее уравнение с учетом начальных условий может быть представлено в виде

$$I_{кз}(t) = U \cos \varphi / r l^{+t/\tau} + A_2 V_C l^{-\alpha t} \cos(\omega_p t + \varphi_C)$$

где $\tau = r C_0$, $A_2 = I/V$ — фактор силы.

Для второго случая напряжение холостого хода $U_{xx}(t)$ при тех же начальных условиях записывается так:

$$U_{xx}(t) = U \cos \varphi l^{-1/\tau} + (A_2 V_C / \omega_a C_3) l^{-\delta} \cos(\omega_a t + \varphi_C)$$

где C_3 — электрическая емкость преобразователя.

Выражения для $I_{кз}(t)$ и $U_{xx}(t)$ упрощаются, если обеспечить равенство нулю напряжения в момент прекращения возбуждения, т. е. при $\varphi = \pi/2$. Фактор силы A_1 получаем в виде

$$A_1 = \left\{ [a(\omega) I_{кз}(t) / U] |Z| K_1 \right\}^{1/2}; \quad A_1 = \left[a(\omega) \omega_a C_3 U_{xx}(t) |Z| K_2 / U \right]^{1/2},$$

где

$$a(\omega) = A_2(\omega_0) / A_1(\omega); \quad K_1 = \left[\cos^2 \varphi_c + (\omega^2 / \omega_p^2) \sin^2 \varphi_c \right] / \left[l^{-\delta} \cos(\omega_p t + \varphi_c) \right]$$

$$K_2 = \left[\cos^2 \varphi_c + (\omega^2 / \omega_a^2) \sin^2 \varphi_c \right] / \left[l^{-\delta} \cos(\omega_a t + \varphi_c) \right]$$

Полученные равенства позволяют вычислить амплитуду колебательной скорости V_1 в режиме возбуждения преобразователя:

$$V_1 = A_1 U / |Z| = \left[U (I_{кз}(t) / |Z|) a(\omega) K_1 \right]^{1/2}; \quad V_1 = \left[U U_{xx}(t) \omega_0 C_3 a(\omega) K_2 / |Z| \right]^{1/2}$$

Возвращаясь к соотношениям взаимности и учитывая влияние электрической стороны на акустический импеданс преобразователя со стороны рабочей среды, получаем:

$$M_{кз} = \left[(I_{кз}(t) / U) H_B K_1 \right]^{1/2}$$

$$M_{xx} = \left[(U_{xx}(t) / I_1) H_B K_2 \right]^{1/2}$$

где $H_B = (1/|Z|) a(\omega)$.

Таким образом, для взаимного линейного и пассивного преобразователя справедливы соотношения взаимности, устанавливающие однозначную связь между чувствительностью преобразователя и его реакций на электрическое возбуждение. Как и в классических формулах градуировки по методу взаимности, коэффициент H_B имеет размерность и физический смысл акустической проводимости между обратимым и градуируемым преобразователями. Поскольку в рассматриваемом случае

обе функции (и градуируемого и обратимого) выполняет один и тот же преобразователь, а акустическая связь обусловлена его внутренней структурой, то H_B может быть назван «внутренним параметром взаимности». Наличие не входящего в его состав сомножителя $a(\omega)$ физически обусловлено тем, что режимы излучения и приема разнесены по частотам. В силу теоремы взаимности $A_1 = A_2$. Тем не менее, полное отождествление A_1 и A_2 возможно лишь при их независимости от частоты. Последнее выполняется для преобразователей, у которых распределение механических напряжений по объему не зависит от частоты (сфера, цилиндр, изгибный преобразователь). Соответственно для таких преобразователей $a(\omega) = 1$.

Рассмотрим некоторые случаи практического применения полученных соотношений. Как известно, измерительные звукоприемники используются в частотном диапазоне, где их чувствительность не зависит от частоты ($\omega \ll \omega_0$). В этом случае допустимо приближение $Z = 1/j\omega C$. Следовательно, величина колебательной скорости $V_B(0)$ может быть представлена в виде $V_B(0) = A_1 U \omega C \sin \varphi$. Поскольку ранее рассматривался только случай $\varphi = \pi/2$, то $V_B(0) = V_C(0) = A_1 U \omega C$ т. е. $\varphi_c = 0$. Используя вышеприведенные соображения и переходя к $t \rightarrow 0$, получаем более упрощенные и удобные для практического применения соотношения:

$$M_{кз} = [(I_{rp}(0)/U)H_B]^{1/2},$$

$$M_{xx} = [(U_{xx}(t_1)/I_1)K_2(t_1)H_B]^{1/2}$$

Функциональная зависимость внутреннего параметра взаимности для рассматриваемого случая также упрощается: Учитывая известную связь между гибкостью и массой, получаем

$$H_B = \omega C = \omega / \omega_0^2 m.$$

Таким образом, для самоградуировки электроакустического преобразователя, удовлетворяющего теореме взаимности, необходимо и достаточно возбудить его монохроматическим сигналом и непосредственно после окончания возбуждения измерить амплитуду отклика.

Как следствие приведенных выше результатов, можно записать

$$\left. \frac{I_{кз}(0)}{I_1} \right|_{\varphi=\pi/2} = \left. \frac{U_{xx}(0)}{U} \right|_{\varphi=0} = \frac{A_1^2}{|Z|\omega(C_0 + A_1^2)} = K_2^2 \Big|_{\omega \ll \omega_0}$$

где K — коэффициент электромеханической связи.

То есть, для определения коэффициента электромеханической связи необходимо измерить амплитуду тока возбуждения пьезоэлемента на частоте много ниже резонанса и амплитуду тока вначале переходного процесса при закороченных электродах (рис. 8).

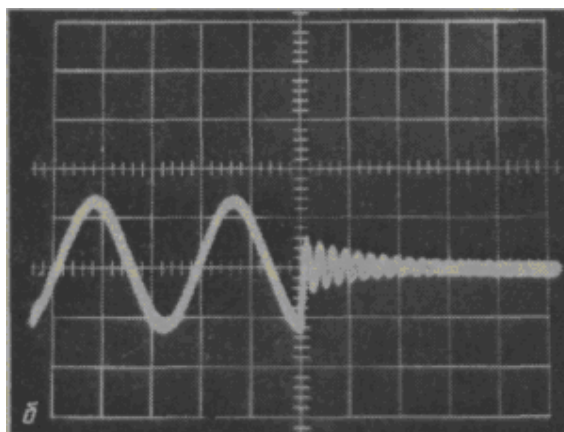


Рис. 8. Осциллограмма тока при возбуждении пьезоэлемента на частоте много ниже резонанса

Если требуется определить чувствительность преобразователя, то необходимо возбудить его на частоте градуировки электрическим радиоимпульсом и измерить амплитуду напряжения в этом радиоимпульсе; обеспечить окончание импульса в момент времени, когда амплитуда тока короткого замыкания будет минимальна. После этого

измерить величину тока короткого замыкания на электрическом выходе преобразователя, приведенную к моменту окончания радиоимпульса [].

Чувствительность M вычисляют по формуле

$$M = \sqrt{\frac{I \cdot \omega C}{U}},$$

где I - величина тока короткого замыкания на выходе преобразователя, соответствующая началу свободных колебаний, U - амплитуда напряжения возбуждения преобразователя на частоте градуировки, C - гибкость преобразователя в режиме короткого замыкания на электрической стороне.

3.2. Определение параметров эквивалентной схемы

Одноконтурная эквивалентная электрическая схема пьезоэлемента при условии пренебрежения диэлектрическими потерями содержит четыре элемента (рис. 5): C_0 – собственная электрическая емкость, L и C – динамические индуктивность и емкость, R – динамическое сопротивление. Знание параметров этих элементов позволяет полностью охарактеризовать свойства пьезоэлемента в области резонансной частоты $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$. При рассмотрении эквивалентной схемы будем также использовать механическую добротность $Q_m = 1/\omega_p RC = \omega_p L/R$, электромеханическую добротность $Q_e = (1/\omega_p R)(1/C + 1/C_0)$ и фактор качества $M = (C/C_0)Q_m$.

Для пьезоэлементов, имеющих высокую механическую добротность и большой фактор качества, параметры элементов эквивалентной схемы находятся достаточно просто по измерениям частотной зависимости модуля полной проводимости [1]. При низких факторах качества ($M \leq 1 \div 2$), определение элементов эквивалентной схемы таким способом приводит к большим погрешностям, что связано с отличием частот

резонанса и антирезонанса от частот максимума и минимума модуля полной проводимости. В частности,

$$\left(\frac{\omega_m}{\omega_p}\right)^2 = 1 - \frac{1}{2} \frac{C}{C_0} \left[\left(1 + \frac{4}{M^2}\right)^{1/2} + 1 \right].$$

Приведем другой подход, основанный на возбуждении пьезоэлемента радиоимпульсом и анализе переходного процесса, во время которого электроды либо закорочены, либо свободны (холостой ход). Этот подход отличается простотой реализации и позволяет оперативно оценивать величины C_0, C, L, R .

Режим короткого замыкания электродов во время переходного процесса

Рассмотрим, для примера, виброприемник, состоящий из основания, пьезоэлемента и инерционной массы. Известно, что перечисленные узлы могут быть представлены в виде эффективных масс m_0 и m_T (основания и инерционной, соответственно), упругости K и сопротивления потерь r . В принятых обозначениях механическая схема виброприемника показана на фиг.2 (а - ускорение, действующее на вход виброприемника).

Запишем уравнения электромеханического преобразования для пьезоэлемента, выбрав в качестве переменных напряжение U на его электрической стороне и скорость $V = \omega x$ (ω - частота, x - изменение размера пьезоэлемента) на механической стороне:

$$I = j\omega C_0 U + NV$$

$$F = -NU + \left(\frac{1}{j\omega C} + r\right)V$$

где I - ток на электрической стороне;

F - сила на механическом входе;

C_0 - емкость пьезоэлемента (акселерометра) при $V = 0$;

$C = 1/K$ - эффективная гибкость пьезоэлемента;

$$N = M_{\eta} C_o,$$

M_{η} - коэффициент электромеханического преобразования.

При возбуждении на частоте ω виброприемника со стороны основания ускорением a и силой F для пьезоэлемента выполняются следующие граничные условия:

$$V = \frac{a - a_T}{\omega}$$

$$F_n = m_T a_T = F - m_o a$$

где a_T - ускорение инерционной массы.

Из этих соотношений получаем систему уравнений, описывающую виброприемник как электромеханический четырехполюсник, на механическом и электрическом входах которого действуют F и a , U и I соответственно:

$$NU = \left(\frac{1}{j\omega C} + r \right) \frac{a - a_T}{\omega} - m_T a_T$$

$$NU = \left(\frac{1}{j\omega C} + r \right) \frac{a - a_T}{\omega} + m_o a - F$$

$$I = j\omega C_o U + N \frac{a - a_T}{\omega}$$

Вводя идеальный электромеханический трансформатор с коэффициентом трансформации N , получаем эквивалентную электромеханическую схему виброприемника, аналогичную приведенной на рис. 5, где приняты следующие обозначения:

$$C_g = CN^2; R = \frac{r}{N^2}; L_T = \frac{m_T}{N^2}; L_o = \frac{m_o}{N^2}; L = \frac{L_T L_o}{L_T + L_o}$$

где C_g , R , L - электрические аналоги соответствующих механических величин.

На электрический вход акселерометра подается напряжение вида $U(t) = U \cos(\omega_p t + \varphi)$, а механический вход не подвергается возбуждению. Эквивалентная схема для этого случая представлена на рис. 9.

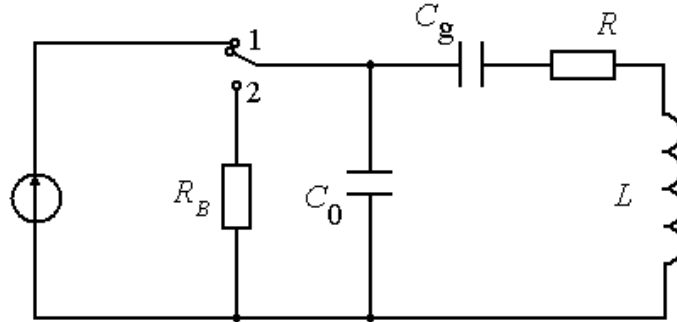


Рис. 9. К измерению параметров элементов эквивалентной схемы

Пусть в момент времени $t=0$ возбуждение прекращается и переключатель переводится в положение "2".

Ток через сопротивление R_B ($R_B \ll \frac{1}{\omega_p C_0}$) определяется соотношением $I(t) = I_0 \cos(\omega_p t + \varphi) e^{-\delta t}$, где $\delta = \frac{\omega_p}{2Q_M}$ - декремент затухания; I_0, φ - начальная амплитуда и фаза свободных затухающих колебаний.

В силу условия непрерывности (равенстве токов в цепи R, C, L в момент отключения и в начальный момент свободных колебаний) имеем

$$\varphi = 0, I(t) = \frac{U}{R} (\cos \omega_p t) e^{-\delta t}.$$

При $t=0$ $I_0 = U/R$, что и подтверждает рис. 10.

Таким образом, измеряя амплитуду тока через сопротивление R_B сразу после отключения возбуждающего напряжения, можно определить величину R :

$$R = \frac{U}{I_0}.$$

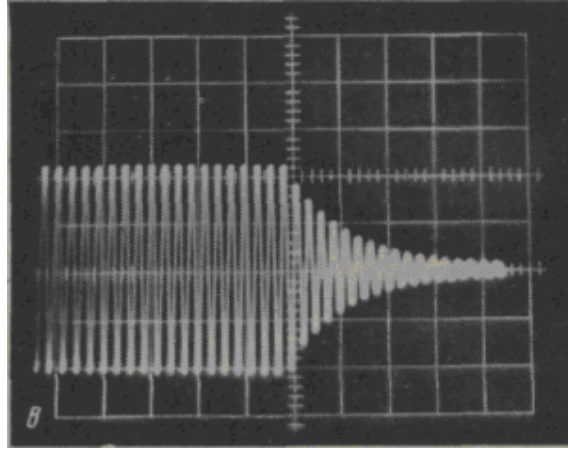


Рис. 10. Осциллограмма тока при воздействии радиоимпульсом.

Принимая во внимание, что

$$R = \frac{\omega_p L}{\theta} = \frac{\omega_p m_T m_o}{\theta(m_T + m_o)N_2^2},$$

получаем соотношение, определяющее коэффициент трансформации:

$$N = \sqrt{\frac{\omega_p m_T m_o}{R\theta(m_T + m_o)}}.$$

Используя для Q_M выражение $Q_M = \frac{1}{\omega_p R C_g}$, получаем

$$C_g = \frac{1}{\omega_p R \theta}.$$

В соответствии с законом Кирхгофа ток I , протекающий на входе виброприемника при его возбуждении, представляет собой сумму тока через емкость C_0 и тока в цепи R, L, C , то есть

$$I = U \sqrt{(\omega_p C_0)^2 + \frac{1}{R^2}}.$$

Последнее соотношение позволяет определить C_0 по формуле

$$C_0 = \sqrt{I^2 - I_0^2} \frac{1}{U \omega_p}.$$

Режим холостого хода во время переходного процесса

При возбуждении преобразователя прямоугольным радиоимпульсом с частотой заполнения, равной ω_p , фактор качества $M=U_2/U_1$, где U_1 – амплитуда напряжения радиоимпульса, U_2 – амплитуда напряжения в начале свободных затухающих колебаний при разомкнутых электродах. Соответствие частоты заполнения радиоимпульса частоте ω_p будем определять по максимальному значению U_2 или по максимальной длительности процесса свободных затухающих колебаний.

Величина сопротивления ПКЭ на резонансной частоте $|Z_m|$ измеряется путем включения последовательно с преобразователем активного сопротивления R_g .

Знания величин ω_p , $|Z_m|$ и M еще не достаточно для определения всех элементов эквивалентной схемы. Четвертым независимым параметром, характеризующим преобразователь, выберем скорость затухания переходного процесса α , поскольку свободные колебания затухают по закону [4]: $U=U_2 \exp(-\alpha t)$, где $\alpha = \omega_a / 2Q_m$. Таким образом, измерив указанные величины, можно рассчитать все параметры элементов эквивалентной схемы пьезопреобразователя.

Для расчета R используем формулу:

$$R = \frac{1}{2} |Z_m| \left[\left(1 + \frac{4}{M^2} \right)^{1/2} + 1 \right].$$

Величину L найдем по выражению $L = R / 2\alpha$.

Динамическая емкость $C = 1 / (\omega_p^2 L)$.

Электрическая емкость $C_0 = 1 / \omega_p R M$.

Скорость затухания переходного процесса можно измерить непосредственно на осциллографе, просчитав число ν периодов

синусоиды, за которое ее максимальное значение уменьшилось в k раз. В этом случае величина α определяется по формуле $\alpha = (\ln k) / \nu T$, где T - период колебаний, определяемый по осциллографу.

3.3 Определение параметров пьезоматериала

Рассмотрим способы определения параметров пьезоматериала, являющиеся следствием приведенных выше результатов.

СПОСОБ ПОЛЯРИЗАЦИИ СЕГНЕТОКЕРАМИЧЕСКИХ ПЬЕЗОЭЛЕМЕНТОВ [4]

Целью изобретения является повышение эффективности и обеспечение заданной степени поляризации. Для этого в процессе импульсной поляризации после окончания каждого импульса электроды пьезоэлемента закорачивают и измеряют амплитуду затухающего сигнала резонансной частоты, возникающего, например, на измерительном сопротивлении. Процесс поляризации прекращают по достижении заданного значения измеряемой амплитуды. Тем самым обеспечивается эффективная поляризация, каждого образца с получением требуемой степени поляризации, соответствующей заданному значению параметров.

Способ поляризации сегнетокерамических пьезоэлементов реализуется устройством изображенным на рис. 11, состоящим из источника напряжения 1, первого электронного ключа 2, подключающего источник напряжения к поляризуемому пьезоэлементу 3, к потенциальной точке пьезоэлемента подключены последовательно второй электронный ключ 4 и токоизмерительный резистор 5, к токоизмерительному резистору подключен измерительный прибор 6 (осциллограф).

Способ осуществляют следующим образом.

Включением электронного ключа 2 на электроды пьезоэлемента 3 подается электрическое напряжение от источника напряжения 1. Через промежуток времени, определяющий длительность импульса и

включающий время его нарастания, ключ 2 размыкается, а ключ 4 замыкается. Возникающий при замыкании ключа электрический ток создает на токоизмерительном резисторе 5 электрический отклик с частотой $f_{рез}$, который измеряется измерительным прибором 6. Электронные ключи управляются от генератора 7 двойных импульсов.

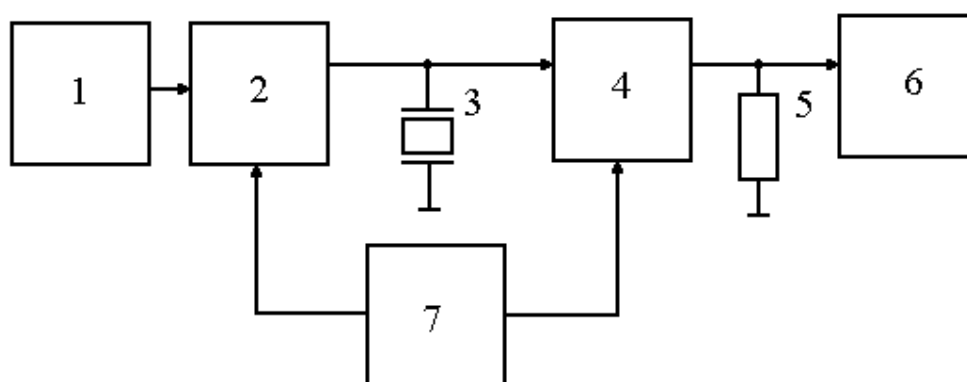


Рис. 11. Устройство для реализации способа

Указанные операции повторяются до тех пор, пока не будет достигнуто заданное значение амплитуды электрического отклика.

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СВЯЗИ [5]

Целью изобретения является повышение точности и обеспечение возможности измерения при больших напряжениях возбуждения. Для этого осуществляют следующие операции. Возбуждают свободные колебания пьезорезонатора электрическим радиоимпульсом, выделяют и анализируют свободные затухающие колебания и вычисляют коэффициент электромеханической связи. Способ отличается тем, что электрический радиоимпульс отключают в момент равенства нулю напряжения на пьезорезонаторе, закорачивают пьезорезонатор и измеряют протекающий через резонатор суммарный заряд за время существования свободных колебаний, подбирают частоту заполнения радиоимпульса для

достижения максимума суммарного заряда, после чего измеряют частоту, модуль, фазу тока радиоимпульса и вычисляют коэффициент электромеханической связи K_e пьезоэлемента по формуле

$$K_e = \sqrt{\left(\frac{\omega\pi A \sin \varphi}{4I \cos^2 \varphi} + 1\right)}$$

где ω , I , φ - частота, модуль и фаза тока радиоимпульса, A - суммарный заряд за время существования свободных колебаний.

Для подтверждения этого факта выполним следующие операции.

Вычислим общий суммарный заряд A , протекающий на преобразователя за все время существования свободных колебаний:

$$A = \int_0^{\infty} |I_3| dt = \int_0^{\infty} |\sin \omega_0 t| e^{-\delta t} dt = I_0 \left(\frac{\delta}{\delta^2 + \omega_0^2} + \frac{2\omega e^{-\frac{\pi\delta}{2\omega_0}}}{(\delta^2 + \omega_0^2)(1 - e^{-\frac{\pi\delta}{\omega_0}})} \right)$$

Или с учетом $Q \geq 1,5$ (с погрешностью не более 1%) имеем $A = \frac{4I_0 Q}{\pi\omega_0}$.

Нетрудно видеть, что в силу условия непрерывности, амплитуда тока I_2 , протекающего в цепи C , L , R при возбуждении преобразователя в момент прекращения возбуждения, будет равна амплитуде тока короткого замыкания свободных затухающих колебаний. Следовательно, можно записать $I_0 = I_2$, то есть начальная амплитуда тока свободных колебаний равна амплитуде тока цепи C , L , R при возбуждении преобразователя.

Из анализа эквивалентной схемы следует, что амплитуда тока I_2 достигает своего максимального значения (а следовательно величины I_0 и A также достигают максимального значения) на частоты механического резонанса преобразователя. В этом случае величина I_0 может быть легко выражена через амплитуду общего тока I , протекающего на входе

преобразователя при его возбуждении $I_0 = I_2 = I \cos \varphi$, где φ - фаза тока, протекающего на входе преобразователя.

Запишем условие для отношения амплитуды токов I_1 и I_2 , протекающих через C_0 и цепь C, L, R при возбуждении преобразователя:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{\omega_0 C_0 R} = \operatorname{ctg} \varphi$$

С учетом ранее записанных уравнений последнее соотношение принимает вид $K_e^2 = \left(\frac{Q}{\operatorname{ctg} \varphi} + 1 \right)^{-1}$. Последнее уравнение позволяет записать

формулу для определения добротности $Q = \frac{\pi \cdot A \omega_0}{4I \cos \varphi}$.

Решая совместно приведенные уравнения, получаем формулу для вычисления коэффициента связи K_e

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ПЬЕЗОМОДУЛЯ [6].

Целью изобретения является повышение точности и обеспечение возможности измерения пьезомодуля в составе изделия за счет отсутствия внешнего механического воздействия на пьезоэлемент.

Для этого нагружают пьезоэлемент, затем снимают нагрузку и измеряют заряд. Нагружение осуществляют приложением к пьезоэлементу электрического напряжения, измеряют амплитуду динамического заряда, генерируемого пьезоэлементом в режиме короткого замыкания после отключения электрического поля, а пьезомодуль вычисляют по формуле

$$d = \sqrt{\frac{Q}{U} C}$$

где d - пьезомодуль, Кл/Н, Q - амплитуда динамического заряда, Кл, U - электрическое напряжение нагрузки, В, C - упругая податливость пьезоэлемента, м/Н.

При приложении электрического напряжения пьезоэлемент деформируется вдоль оси поляризации на величину $\Delta l = dU$. После снятия электрического напряжения в деформированном на величину Δl пьезоэлементе возникает механическое напряжение $T = \Delta l / lS$, где S - упругая податливость пьезоматериала элемента, и, соответственно, заряд на электродах при короткозамкнутом пьезоэлементе $Q = d^2US_{эл} / lS = d^2U / C$, где $C = lS / S_{эл}$ - упругая податливость пьезоэлемента; $S_{эл}$ - площадь электрода.

Устройство для реализации способа изображено на рис. 12 и содержит последовательно соединенные генератор 1 напряжения, электронный ключ 2, испытуемый пьезоэлемент 3, преобразователь 4 заряда в напряжение и измерительный прибор 5.

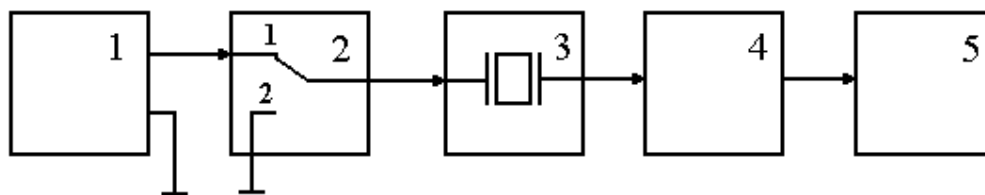


Рис. 12. Схема устройства для измерения пьезомодуля

Измерение пьезомодуля осуществляют следующим образом. На пьезоэлемент 3 от генератора 1 подается постоянное напряжение. Электронный ключ 2 отключает пьезоэлемент 3 от генератора 1 и замыкает пьезоэлемент 3 через преобразователь 4. В момент отключения пьезоэлемента от генератора измерительный прибор 5 регистрирует напряжение с преобразователя 4, пропорциональное амплитуде динамического заряда, генерируемого пьезоэлементом 3.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные сведения позволяют освоить современные методы измерения параметров пьезоматериалов, элементов и преобразователей и научиться определять эти параметры при исследовании переходного процесса, возникающего в пьезоэлементе после импульсного воздействия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колесников А. Е. Акустические измерения. Л.: Судостроение, 1983.
2. Кикучи Е. Ультразвуковые преобразователи. М.: Мир, 1974.
3. Доля В.К. О возможности самоградуировки электроакустического преобразователя, удовлетворяющего теореме взаимности. – Акуст. ж., 1987, вып. 4, с. 629 – 633.
4. А.С. 1454185 СССР, В.К. Доля и др. Способ поляризации сегнетокерамических материалов, H01L41/22, 1989.
5. А.С. 1408546 СССР, В.К. Доля Способ измерения коэффициента электромеханической связи пьезоэлектрических резонаторов, H04R29/00, 1988, Бюл. №25.
6. А.С. 1522126 СССР, В.К. Доля, О.П. Крамаров, М.Б. Копелиович Способ измерения пьезомодуля, G01R29/00, 1989, Бюл. №42.